RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

7. JAHRGANG 2 JANUAR 1958



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

AUS DEM INHALT

Titelbild:

Diese Aufnahme zeigt die Anlage einer drahtlosen Dolmetscheranlage anläßlich der Konferenz der Molekular-Chemiker in Prag. Im Vordergrund die Innenansicht des Empfängers mit drehbarer Ferritantenne (siehe hierzu Seite 34).

Verlag DIE WIRTSCHAFT
Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22
Telefon 53 08 71, Fernschreiber 011 448
Verlagsdirektor: Walter Franze
Radio und Fernsehen
Chefredakteur: Peter Schäffer
Fachredaktion: Klaus K. Streng
Lizenznummer: 5227
Anzeigenannahme: Verlag DIE WIRTSCHAFT und alle Filialen der DEWAG, z. Z. gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei III, Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Unsere leser schreiben

In Ihrer Zeitschrift RADIO UND FERNSEHEN wurde schon des öfteren zur Frage der Einzelteile für Bastler und Amateure Stellung genommen und die Meinung vertreten, daß diesem Gebiet mehr Beachtung geschenkt werden sollte. Auch wir sind der Ansicht, daß eine breitere und umfassendere Amateurtätigkeit sich ohne Zweifel günstig auf die gesamte technische Weiterentwicklung auswirken würde. Deshalb sind wir gegebenenfalls bereit, dringend gewünschte Teile für den Bastler- und Amateurbedarf im Rahmen unserer Massenbedarfsgüterproduktion herzustellen. Selbstverständlich kann diese Fertigung nur im Rahmen unserer Hauptproduktion liegen. Wir bitten Sie, unser Vorhaben durch Anregungen und Hinweise, die Sie wiederum durch zahlreiche Leserzuschriften erhalten werden, zu unterstützen.

VEB RAFENA-WERKE Radeberg

Als redaktioneller Kommentar nur ein Wort: Bravo!

*

Um die Kosten für mangelhafte Teile zu verringern, verkaufen einige Betriebe der Elektroindustrie diese als „zweite Wahl" zu stark herabgesetzten Preisen an ihre Betriebsangehörigen. Die Käufer müssen dabei eine Erklärung unterschreiben, daß sie die Teile für den eigenen Bedarf verbrauchen.
Ich schlage vor, Teile zweiter Wahl auch an Studenten und Fachschüler der Elektrotechnik zu verkaufen!...
Eine große Hilfe wäre es für uns, wenn wir gegen eine Bescheinigung der Schule und einer Erklärung, daß wir die Teile zu eigenen Versuchen verwenden, Bauelemente zweiter Wahl bei den Herstellerbetrieben kaufen könnten. Teilweise machen wir schon unser Berufspraktikum in Werken, die die von uns am dringendsten benötigten Teile herstellen. Aber das erscheint mir auch nicht der richtige Weg, denn wir sollen doch in solchen Betrieben arbeiten, deren Produktionsprogramm unserem Interessengebiet entspricht. Und wenn wir anderen Studenten billige Teile mitbringen, machen wir uns strafbar.
Es geht doch nicht, daß man sich immer fertige Alubehälter (Stullenbüchsen, Litermaße usw.) kaufen und auseinandernehmen muß.
Ich möchte hier nochmals dem Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky" in Teltow danken, das mir auf meine Anfrage nach Widerständen zweiter Wahl sogar einige Widerstände kostenlos zusandte. Ebenfalls danken möchte ich den EAW „J. W. Stalin", die mir während des Praktikums einige für die Produktion unbrauchbare Radioteile überließen. Wenn diese Hilfsbereitschaft in allen Betrieben herrschen würde, dann würden sich sicher mehr Studenten am Basteln begeistern, und das wäre ein großer Schritt auf dem Wege zu dem Ziel, daß jeder Wissenschaftler auch einen Nagel einschlagen kann.

W. R., Student der Elektrotechnik an der TH Dresden

.... und was meinen die übrigen Betriebe?

*

Betr.: RADIO UND FERNSEHEN Nr. 20, Artikel „Kontraststeigerung beim FSE ‚Rembrandt'".
Die im obigen Artikel angegebene Änderung zur Kontraststeigerung beim FSE „Rembrandt" habe ich nach diesen Angaben eingebaut und dabei folgendes festgestellt:

1. In der Drosselkombination von der Anode der Röhre 7 ist fälschlicherweise parallel zur Drossel 6 ein Kondensator eingezeichnet. Hierher gehört ein Widerstand von 500 kΩ.
2. Die Anoden der zusätzlichen ECC 81 liegen über ihre Außenwiderstände von 5 kΩ an Minus. Unter diesen Bedingungen kann diese Röhre niemals arbeiten. Richtig ist es, wenn diese Leitung an Plus gelegt wird.

Es ist mir unverständlich, wie in einer Fachzeitschrift eine derart unrichtige Schaltung zum Abdruck kommen kann.

F. G., Berlin-Weissensee

Das ist tatsächlich ein „dicker Hund"! Herr G. hat völlig Recht, und wir danken ihm für seinen Hinweis. Gleichzeitig bitten wir alle Leser um Verzeihung für diesen Fehler, der wirklich nicht passieren durfte!

Herr Ingenieur Giselher Kuckelt ist auf eigenen Wunsch aus der Redaktion der Zeitschrift RADIO UND FERNSEHEN ausgeschieden und hat eine Tätigkeit als Entwicklungsingenieur aufgenommen. Wir danken ihm auch an dieser Stelle für seine aufopferungsvolle Mitarbeit und sprechen die sichere Erwartung aus, daß, wenn wir auch einen guten Fachredakteur verloren haben, wir bald regelmäßig Beiträge von ihm als Autor erwarten dürfen.
Herr Klaus Karl Streng, bisher als Entwicklungsingenieur im VEB Funkwerk Köpenick tätig, hat seit dem 1. 1. 1958 die Verantwortung für die Fachredaktion übernommen.

Bestellungen nehmen entgegen
für die Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin
für die Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Für das Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarrja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Petschatni proizvedenia, Sofia, Léguè 6
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, P. O. B. 50 und Hsin Hua Bookstore, Peking, P. O. B. 329
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: C. L. D. C. Baza Carte, Bukarest, Cal Mosilor 62–68
Tchechoslowakische Volksrepublik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Postovy urad 2
UdSSR: Die städtischen Abteilungen »Sojuspechatj«, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: »Kultura« Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22

RADIO UND FERNSEHEN

2. JANUARHEFT 7. JAHRGANG **2** 1958

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

SO NICHT!

Von einem Leser erhielten wir folgende Beschwerde:

Am 27. 9. erhielt das Konsum-Radiogeschäft „Ton und Welle" in Köpenick, Grünstraße, eine größere Anzahl Staßfurter Musikschränke „Caruso". Diese Schränke konnten aber nicht verkauft werden, da der Preis nicht bekannt war. Bisher kostete der „Caruso"-Schrank 1350,— DM. Am 3. 10. konnte endlich der Preis mitgeteilt werden: 1402,— DM. Begründung: Der Plattenspieler hat eine andere Verstellung der Umdrehungszahl; statt mit Schalter wird er jetzt mit Drucktaste bedient.

Aber das ist noch nicht alles. Dieser Musikschrank für weit über 1000 DM wird nicht etwa betriebsfertig geliefert, sondern das Werk hat die Plattenspieler in Pappkartons mitgeliefert und überläßt es dem Kunden, den Plattenspieler durch einen Tischler einbauen und durch einen Elektriker dann anschließen zu lassen. Sämtliche Kosten für dieses Einbauen gehen zu Lasten des Kunden. Hier werden offensichtlich Produktionskosten auf den Kunden abgewälzt, da die bisherigen „Caruso"-Schränke für 1350,— DM mit eingebautem Plattenspieler geliefert wurden.

Auf die Frage an den Handel, warum solche unfertigen Erzeugnisse abgenommen werden, folgte die klassische Begründung: Wie sollen wir sonst unseren Umsatzplan erfüllen!

Wir wandten uns mit der Bitte um Aufklärung an die HV RFT, an den VEB Stern-Radio Staßfurt und an die Leitung der Konsumgenossenschaften Berlin. Die letztere gab unsere Bitte wahrscheinlich an die Konsumleitung in Köpenick weiter, denn wir erhielten von dieser eine Antwort, in der es heißt:

Der Herstellerbetrieb des Musikschrankes „Caruso", Stern-Radio Staßfurt, war nicht in der Lage, seinen Musikschrank zur Auslieferung zu bringen, da sein Zulieferbetrieb für Plattenspieler in Lieferverzug geraten war.

Auf Drängen des Handels erklärte er sich bereit, Musikschränke „Caruso" ohne Plattenspieler zu liefern, unter Abrechnung des in seiner Kalkulation vorgesehenen Preises für den Plattenspieler.

Dem GHK für Technik war es möglich, hierzu Plattenspielerchassis, die es vertraglich gebunden hatte, zu liefern. Es handelt sich hierbei um ein anderes Fabrikat, zu einem anderen höheren Preis, als das von Stern-Radio Staßfurt verwandte. Daraus folgert auch, daß die Plattenspieler nicht in den Musikschränken eingebaut waren.

Die HV RFT antwortete nicht, wahrscheinlich, weil sie wußte, daß VEB Stern-Radio Staßfurt sich mit uns in Verbindung setzen würde. Staßfurt stellte unter anderem folgendes fest:

Die Abfassung dieses Schreibens ist so gehalten, daß Sie ohne weiteres den Eindruck gewinnen mußten, daß diese Schränke im Einverständnis mit dem Lieferwerk in dieser Art zum Verkauf gelangten. Das ist jedoch nicht der Fall, sondern tatsächlich verhält es sich so, daß für den Deutschen Innen- und Außenhandel, Berlin, 319 Musikschränke „Caruso I" ohne Laufwerk auf Lagervorrat geliefert wurden ... [d. h., sie waren für den Export bestimmt (die Red.)]. ... im Hinblick auf die gegenwärtig sehr geringe Warendecke im Binnenhandel hat sich der DIA bereiterklärt, diese Geräte an den Binnenhandel abzugeben ...

Nachdem wir dann selbst von der Abgabe dieser Geräte an den Handel Kenntnis erhielten, wurde ... vereinbart, daß diese Schränke ausschließlich in Berlin zum Verkauf gelangen sollen, da das Großhandelskontor Technik, Berlin, zugesichert hatte, für die Komplettierung dieser Schränke mit entsprechenden Plattenspielerchassis bemüht zu sein. Erst nachdem wir selbst diese Zusicherung erhielten, waren wir unsererseits. schon mit Rücksicht auf eventuelle Garantieansprüche, die uns gegenüber gestellt werden könnten, mit dieser Regelung einverstanden. Ihr Brief bzw. die Feststellung des Herrn S., daß die Geräte zum Teil ohne Plattenspieler verkauft wurden, überraschte uns ebensosehr, wie es ohne Zweifel auch bei Ihnen der Fall gewesen ist. Wir ... mußten zu unserem Bedauern erfahren, daß nicht — wie ursprünglich vorgesehen — die Komplettierung beim Großhandelskontor Technik vorgenommen wurde, sondern daß vielmehr einzelne größere Verkaufsstellen, unter anderem auch das Radiogeschäft „Ton und Welle" in Köpenick, beauftragt waren, diese Geräte selbst zu komplettieren. Vermutlich haben sich diese Verkaufsstellen die Sache sehr einfach gemacht und haben die Kunden zum Teil dazu bewogen, den Musikschrank in der bisherigen Form, d. h. also ohne Plattenspieler abzunehmen und den Einbau eines Plattenspielers oder Magnettongerätes selbst nach Wunsch vornehmen zu lassen. Mittlerweile waren die Dinge auch beim Großhandelskontor Berlin bekannt, und man erklärte uns, daß einzelne Kunden es sogar begrüßt haben, daß durch die Lieferung dieser Schränke endlich die Möglichkeit gegeben war, die mitunter schon vorhandene Magnettonmaschine im Koffer nun in einen Schrank einbauen zu können. Auf Grund dieses Sachverhaltes, wurde uns erklärt, war auch das Großhandelskontor Technik Berlin einverstanden und hat keine entscheidenden Schritte unternommen, um weitere Verkäufe in dieser Form zu verhindern.

Diese Darstellung des VEB Stern-Radio Staßfurt wurde von dem Handelsleiter des Großhandelskontors Berlin, der ja am besten wissen muß, was er selbst in die Wege geleitet hat, in allen Stücken bestätigt. Staßfurt war für diese Geräte nicht mehr verantwortlich. Das Werk hatte sie ordnungsgemäß und in dem verlangten Zustand an den DIA geliefert, der sie an den Innenhandel zurückgab. Die Geräte sollten vom Einzelhandel in der Form, in der sie vom DIA für den Export übernommen worden waren, d. h. ohne Plattenspieler, dem potentiellen Kunden angeboten werden. Wünschte der Kunde einen Plattenspieler, so konnte er einen vom VEB Funkwerk Leipzig — das GHK Berlin hatte sie vorrätig — erwerben, der mit Drucktasten und Vierfachlaufwerk ausgestattet ist, also ein völlig anderes Gerät als das von Staßfurt für seine Musiktruhen benutzte, das von einer Privatfirma stammt. Selbstverständlich war die Verkaufsstelle verpflichtet, den Plattenspieler in das Gehäuse einzubauen und an den Empfänger anzuschließen. Laut Preisgesetz durfte das so vervollständigte Gerät nur mit einer differenzierten Rechnung, d. h. unter Angabe der einzelnen Posten, verkauft werden. Die Verkaufsstellenleiter im Bereich des GHK Berlin waren über diesen ganzen Vorgang und die sich daraus für sie ergebenden Aufgaben unterrichtet; allerdings gaben die Kollegen im GHK Berlin zu, daß sie hier selbst einen Fehler begangen hätten, indem nämlich diese Unterrichtung nur mündlich und nicht schriftlich stattgefunden hätte. Es läßt sich daher auch nicht mehr feststellen, ob der Verkaufsleiter von „Ton und Welle" wirklich voll informiert war. Aber wie wir gesehen haben, wußte auch schon die Konsumleitung von ganz Köpenick nicht richtig Bescheid.

Wir haben diesen Vorgang in solcher Ausführlichkeit aufgegriffen, weil er uns für Erfahrungen typisch erscheint, die man manchmal machen muß und die vor allem während des Weihnachtsgeschäfts nicht selten waren. Denn aus diesem Vorgang ergibt sich eine wichtige Lehre für die Angehörigen des Einzelhandels: Seid vorsichtig und nicht vorschnell, wenn ihr dem Kunden über irgendwelche auftretenden Schwierigkeiten Auskunft gebt! Natürlich muß unbedingt Auskunft gegeben werden, aber sie muß auch stimmen! Viele Werke unserer volkseigenen Rundfunk- und Fernsehempfängerindustrie und unserer volkseigenen Industrie überhaupt haben bereits wieder einen guten Namen zu verlieren, auch im Ausland, denn es hat sich herumgesprochen, daß sie Qualitätsarbeit liefern. Es geht nicht an, daß durch eine hingeschluderte Antwort und dadurch, daß man die Folgen der eigenen Bequemlichkeit dem Kunden aufhalsen will, der gute Name von Staßfurt und indirekt der ganzen volkseigenen Industrie der DDR gefährdet wird. Gerade die Kollegen im Einzelhandel, die unmittelbar mit den Kunden zu tun haben, müssen sich darüber im klaren sein, wie groß ihre Verantwortung gegenüber der volkseigenen Industrie ist. *P. S.*

Moderne Dolmetscher- und Schwerhörigenanlagen

Dieser Beitrag stellt eine Erweiterung des in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 18 (1957) auf Seite 508 erschienenen Artikels über drahtlose Dolmetscheranlagen dar. Es werden im folgenden u. a. das niederfrequent-induktive Verfahren sowie einige Beispiele der Anwendungsmöglichkeiten derartiger Anlagen beschrieben.

In der letzten Zeit hat sich für Hörgeräte ein Verfahren eingebürgert, daß neben den Vorteilen einer drahtlosen Übermittlung noch dadurch ausgezeichnet ist, daß es den beim HF-Prinzip notwendigen Senderaufwand vermeidet.

Die gewünschte Modulation wird über einen Kraftverstärker und einen entsprechenden Übertrager einem im Raum verlegten Senderahmen („Induktive Hörschleife") zugeführt[1]. Im Raum selbst entstehen dadurch der Tonmodulation entsprechende niederfrequente magnetische Felder, so daß durch geeignete Hörgeräte mit einer Induktionsspule und nachfolgendem Transistorverstärker mit Kleinsthörer an einer beliebigen Stelle des Raumes das Programm mitgehört werden kann.

Werden die handelsüblichen Hörhilfen mit einer zusätzlichen Induktionsspule ausgerüstet, und das ist bei vielen Geräten dieser Art aus der westdeutschen Produktion bereits der Fall, so kann in jedem Raum mit vorhandener induktiver Hörschleife der Hörbehinderte sein eigenes Gerät benutzen.

Die als niederfrequenter Sender wirksame Hörschleife kann unter dem Parkettboden oder der Wandverkleidung verlegt werden.

Das Prinzipschaltbild einer Simultan-Dolmetscheranlage zeigt Bild 1. Die dazu notwendigen Empfangsgeräte entsprechen im Prinzip den üblichen Hörgeräten, die heute meist mit Transistoren ausgestattet werden. Ein solches Empfangsgerät, wie es von Philips bei Dolmetscher- und Schwerhörigenanlagen erfolgreich verwandt wird, zeigt Bild 2. Die Kleinheit des Gerätes geht daraus hervor, daß die sehr leichte und bequeme Hörmuschel durch einen Bügel etwa in der Größe der Ohrmuschel an diese gehängt werden kann, während das Hörgerät selbst in seiner zweckmäßigen flachen Form mit einem Bügel bequem an Taschen usw. befestigt wird.

Während für Hörgeräte und Simultan-Dolmetscheranlagen das Prinzip mit induktiver Hörschleife sowohl für einen ortsfesten als auch für einen beweglichen Betrieb technisch und wirtschaftlich die optimalste Lösung darstellt, dürfte bei

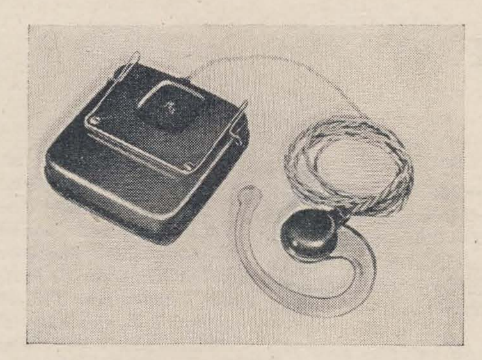


Bild 2: Induktives Hörgerät mit Hörmuschel (Fa. Philips)

Dolmetscheranlagen mit mehr als einer Übersetzung dem hochfrequenten Prinzip der Vorrang zu geben sein. Nur bei ausgesprochenen Großanlagen mit einer hohen Zahl notwendiger Übersetzungen wird sich daher das bisher benutzte leitungsgebundene Verfahren auch in Zukunft noch behaupten können.

Im Hotel International in Prag wurde anläßlich der internationalen Fachkonferenz der Makromolekularchemie die nachstehend beschriebene Dolmetscheranlage installiert.

Es war notwendig, sämtliche Verhandlungen und Diskussionsbeiträge in fünf Sprachen (russisch, englisch, deutsch, französisch und tschechisch) zu übertragen. Außerdem mußten mit Rücksicht auf das umfangreiche Programm zwei Gruppen gebildet werden, deren Vorträge im Saal A bzw. im Saal B stattfanden. Die Zahl der Sprachkanäle erhöhte sich deshalb auf zehn, wobei der Teilnehmer die Möglichkeit haben sollte, durch einfaches Umschalten entweder das Programm A oder das Programm B in einer der fünf erwähnten Sprachen zu wählen.

Die Dolmetscheranlage wurde vom Forschungsinstitut für die Gerätetechnik der csl. Akademie der Wissenschaften in Brno (Ustav pristrojove techniky pri CsAV) entworfen und konstruiert. Unterschiedlich zu den bisherigen Dolmetscheranlagen sollten die Teilnehmer nur einen

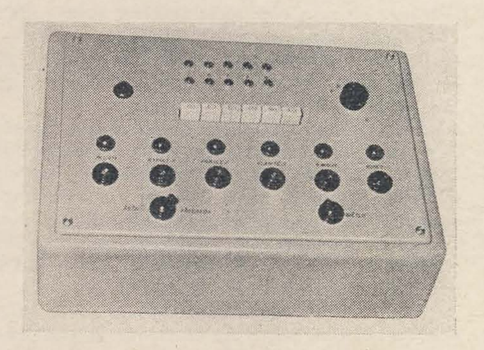


Bild 3: Bedienungspult zur Dolmetscheranlage, die vom Forschungsinstitut für Gerätetechnik der Akademie der Wissenschaften in Brno entwickelt wurde

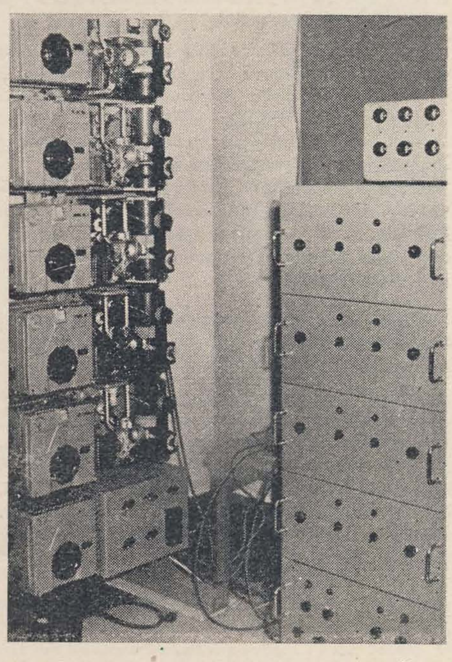


Bild 4: Sender mit Modulationsteil und Überwachungseinrichtung der Prager Anlage

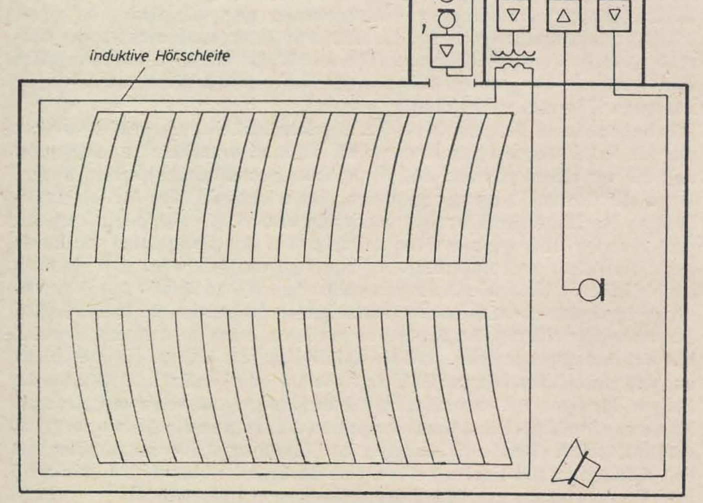


Bild 1: Prinzipschaltung einer Simultan-Dolmetscheranlage nach dem induktiven Verfahren
1. Mikrofonvorverstärker
2. NF-Leistungsverstärker

[1]) Nach Philips-Informationen: ELAGRAPH Vol. 2 Nr. 4/5 (Nov. 1956) S. 12 und PHILIPS-Elektroakustik 1956, H. 18, S. 10.

Richtfest in Dequede

Die Betonierarbeiten am Fernsehturm in Dequede stehen kurz vor ihrem Abschluß — am 13. Dezember wurde Richtfest gefeiert.
Es war Freitag, der dreizehnte und das Wetter dementsprechend (siehe Bild). Der dichte Nebel ließ die Turmspitze nur mit Mühe erkennen, es war kalt und die Zufahrtstraßen stellenweise sehr glatt. Die Fotografen hatten es am schlimmsten, aber auch die übrigen Anwesenden zeigten nicht jene Stimmung, die man bei einem Richtfest erwartet. Man fror, und die Redner faßten sich sehr kurz, denn sie froren nicht weniger als alle anderen. Vielleicht wurden deshalb auch die Vertreter der Presse nicht begrüßt, wie denn überhaupt der ganze Empfang etwas ungastlich war.
Der Turm war beim Richtfest 112 m hoch. Seine endgültige Höhe — mit Antenne — soll rund 185 m betragen. Die Plattform in 100 m Höhe wird mehrere UKW- und FS-Sender aufnehmen können. Allerdings ist vorläufig an einen Fernsehsender noch nicht gedacht, wohl aber an eine Zwischenstation für die Fernseh-Richtverbindungsstrecke. Voraussichtlich Ende 1958 wird zunächst ein UKW-Sender in Dequede den Betrieb aufnehmen. Wir hoffen, unseren Lesern zum gegebenen Zeitpunkt von der offiziellen Inbetriebnahme berichten zu können. *Streng*



Bild 2: Die Kollegen Paul Rauhe und Heinz Brennecke wurden für ihre vorbildliche Arbeit beim Bau des Turmes mit der Aktivistennadel ausgezeichnet

▶ Bild 1: Der Polier beim traditionellen Richtspruch



▶ Bild 3: Vor dem Eingang des Turmes — direkt auf dem Bauplatz — fand eine kurze Feierstunde statt

---

Kopfhörer erhalten, der ihnen für die Dauer der Konferenz zugeteilt wurde.
Aus einer der beiden Muscheln des Kopfhörers ist deshalb das elektromagnetische System entfernt und durch ein Miniaturkristallsystem ersetzt worden. In derselben Muschel wurde außerdem eine drehbare Ferritantenne und der Kristallempfänger mit einer Germaniumdiode untergebracht. Am äußeren Rande befindet sich der Bedienungsknopf des Sprachkanalwählers; der eingeschaltete Sprachkanal wird außerdem optisch angezeigt. Die andere Muschel des Kopfhörers blieb unverändert.
Die Anlage arbeitet wie folgt: Ein Vortrag wird vom Rednerpult im Saal A über die Dispatcheranlage mit Vorverstärker in die Dolmetscherkabine übertragen, von dort nach Übersetzung in die Sendeanlage, welche mit fünf Modulatoren und fünf Sendern ausgestattet ist. Als Reserve dient ein weiterer Satz dieser Geräte. Eine ähnliche Ausstattung wurde auch im Saal B installiert. Die einzelnen Sprachkanäle werden auf Trägerfrequenzen im langwelligen Band zwischen 300 bis 600 kHz moduliert und die modulierten Trägerfrequenzen in eine einfache Antennenschleife des Saales A bzw. B gespeist; die Ausgangsleistung beträgt etwa 7,5 W. Den Vortrag konnte man im ganzen Saal mit genügender Lautstärke empfangen. Falls sich der Teilnehmer außerhalb der Antennenschleife befand, mußte er durch Einstellung der drehbaren Ferritantenne die günstigste Lage aussuchen.



Bild 5: Kopfhörer mit eingebautem Empfänger, drehbarer Ferritantenne und Kanalwähler

Mitteilung aus dem Labor für Elektronik des VEB Vakutronik, Dresden

Ing. REINER GALLE

Das Quantafon — ein einfaches Nachweisgerät für Strahlung radioaktiver Stoffe

Die Nutzung kernphysikalischer Erkenntnisse für wissenschaftliche und technische Zwecke erfordert eine Vielzahl neuer Meßgeräte. Wie in fast allen technischen Zweigen so werden auch auf diesem Gebiet neben Präzisionsgeräten und Geräten für die Betriebsmeßtechnik einfache Prüf- bzw. Nachweisgeräte bei minimalem Aufwand benötigt.

Nachdem in RADIO UND FERNSEHEN[1]) neben den Grundlagen der Meßtechnik dieses Spezialgebietes und neben kernphysikalischen Anwendungen radioaktiver Isotope bereits mehr oder weniger umfangreiche Meßanordnungen und Geräte zur quantitativen und zum Teil qualitativen Bestimmung radioaktiver Strahlen behandelt wurden, soll in diesem Beitrag ein einfaches Gerät beschrieben werden, das lediglich dazu dient, radioaktive Strahlen nachzuweisen, ohne dabei eine eindeutig genaue Aussage über Art, Energie und Intensität der Strahlung machen zu müssen.

Entsprechend den vielfältigen Einsatzmöglichkeiten radioaktiver Stoffe in Wissenschaft und Technik besteht ein großer Bedarf an kleinen Strahlenindikatoren, die bei Annäherung an radioaktive Strahler Signale abgeben, so daß die Möglichkeit besteht, gefährliche Strahlenfelder zu meiden und gegebenenfalls vorhandene Verseuchungsherde zu beseitigen. Dazu einige Anwendungsbeispiele:

In Strahlenkliniken können therapeutischen Zwecken dienende winzige Radiumnadeln abhanden kommen, also außerhalb des Kontrollbereiches gelangen. Werden diese nicht wieder aufgefunden, so entsteht neben einem unkontrollierten Verseuchungsherd ein beträchtlicher materieller Verlust.

In den Isotopenlaboratorien radiochemischer oder -physikalischer Institute kann leicht radioaktives Material verschleppt werden oder verlorengehen. In der Industrie, wo in zunehmendem Maße Kontroll-, Meß- und Untersuchungsmethoden mit radioaktiven Isotopen eingesetzt werden, besteht ebenfalls die Möglichkeit, daß geringe, dem Auge vielfach unauffällige bzw. unsichtbare Mengen strahlender Substanzen abhanden kommen bzw. die Strahler selbst verlorengehen können.

Durch die entstehenden Verseuchungsherde ist eine akute Gesundheitsgefährdung des mitunter unbewußt in solcher Gefahr arbeitenden Personenkreises möglich. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit, derartige Verseuchungsherde schnell zu lokalisieren und zu beseitigen.

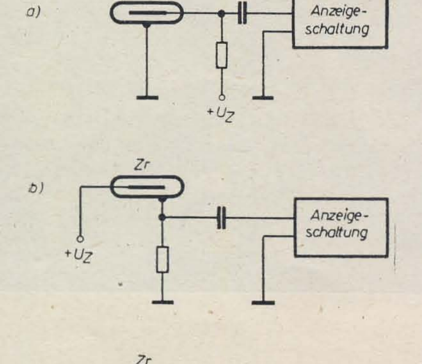
Natürlich lassen sich durch Indikatoren dieser Art neben Strahlungsfeldern radioaktiver Strahler auch die von Röntgenapparaten abtasten.

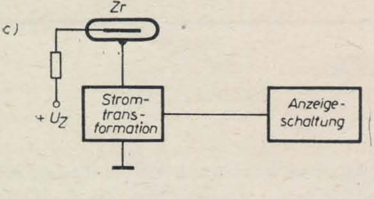
Die genannten Anwendungen — es ist allerdings nur ein Bruchteil aller Möglichkeiten aufgeführt — dienen dem Zwecke des individuellen Strahlenschutzes (nicht zu verwechseln mit den gesetzlich vorgeschriebenen Strahlenschutzmessungen). Außerdem können derartige Geräte auch zum Aufsuchen von Strahlenquellen benutzt werden. So besteht beispielsweise für den Geologen die Möglichkeit, im Gelände ohne umständliche Apparaturen die Aktivität von Gestein zu überprüfen.

Entsprechend seinen Verwendungszwecken werden an das Gerät folgende Forderungen gestellt:

- geringer technischer Aufwand mit einem Minimum an Bedienungselementen;
- einfache Handhabung;
- geringes Gewicht und geringes Volumen;
- schnelle Einsatzbereitschaft;
- weitgehende Betriebssicherheit;
- robuste Ausführung;

[1]) RADIO UND FERNSEHEN Nr. 6 (1957): Oertel, Atomaufbau und Radioaktivität, Nr. 8 (1957): Gerber, Strahlendetektoren, Nr. 9 (1957): Schurz, Elektronische Geräte der Kerntechnik, Nr. 14 (1957): Bartels, Wissenschaftliche Untersuchungen mit radioaktiven Isotopen, Nr. 16 (1957): Heimann, Einsatz von radioaktiven Isotopen in der Betriebsmeßtechnik.





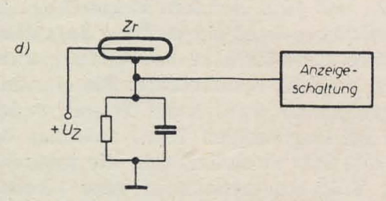


Bild 1: Zählrohrkreise

a) Steuerung der Anzeigeschaltung mit negativen Spannungsimpulssignalen

b) Steuerung der Anzeigeschaltung mit positiven Spannungsimpulssignalen

c) Steuerung der Anzeigeschaltung mit transformierten Zählrohrstromimpulsen

d) Steuerung der Anzeigeschaltung mit einer mittleren Gleichspannung

Technische Daten

Strahlendetektor:	Geiger-Müller-Zählrohr, Typ VA-Z-111 S
Verwendbar für:	Röntgen- und Gammastrahlung sowie für Betastrahlung im Energiebereich oberhalb von 500 keV (Flächengewicht von Gehäuse und Zählrohrwandung zusammen etwa 200 mg/cm²)
Nulleffekt des Zählrohrs:	≈ 30···60 Imp/min
Hochspannungsversorgung:	Intermittierend durch Kleininduktor, Typ VA-E-10a
Ladedauer bei Betriebsbeginn:	≈ 10 s
Nachladedauer:	≈ 5 s
Betriebsbereitschaft zwischen zwei Ladungen:	20···60 min, sofern die Impulsdichte 1000 Imp/min nicht überschreitet
Anzeige:	Akustisch durch Miniaturkopfhörer Typ KN 03
Batteriebestückung:	1 Heizbatterie (Trockenakku), Typ RZ II (2 V; 0,4 Ah), Hersteller: VEB Elektrotechnische Fabrik Sonneberg 1 Hörbatterie, Typ BP 1121/22 DIN 40851 (22,5 V), Hersteller: VEB Berliner Batterie- und Elementefabrik
Lebensdauer der Batterien:	Heizbatterie 40 h (Nachladung möglich) Hörbatterie 300 h (bei intermittierendem Betrieb etwas mehr)
Röhrenbestückung:	DY 667, DL 67
Abmessungen:	220 × 85 × 45 mm
Gewicht:	etwa 500 g, komplett mit Batterien und Kopfhörer
Zubehör:	Miniaturkopfhörer mit Haltebügel und Verbindungskabel

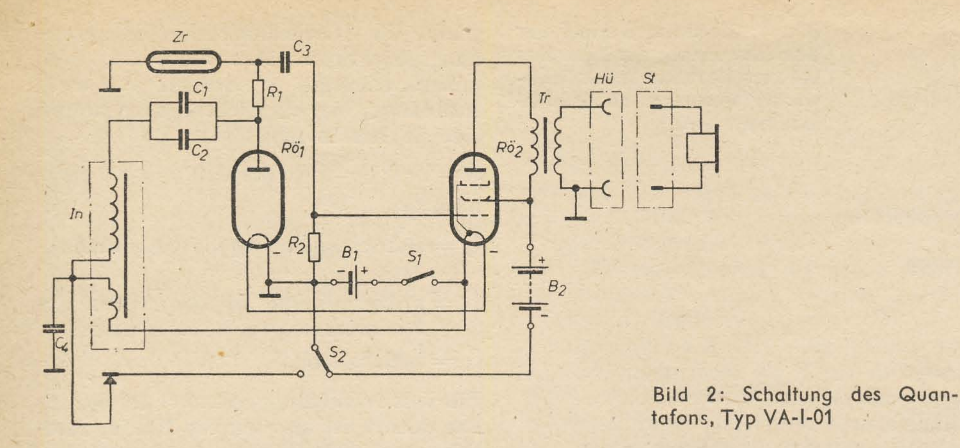


Bild 2: Schaltung des Quantafons, Typ VA-I-01

hohe Empfindlichkeit zum Erkennen geringer Aktivitäten aus größtmöglicher Entfernung;
eindeutige und sofortige Anzeige des Strahlungseffektes bei weitgehender Unabhängigkeit von Art und Energie der Strahlung.

Hinzu kommen noch zwei wichtige wirtschaftliche Faktoren:
niedriger Anschaffungspreis und geringe Unterhaltungskosten.

Es ist wohl verständlich, daß nur eine Anordnung in Frage kommt, deren Betrieb netzunabhängig erfolgen kann.

Aus den genannten Forderungen geht hervor, daß für diese Anwendung als Detektor ausschließlich das Geiger-Müller-Zählrohr verwendet werden kann, da alle anderen gebräuchlichen Detektorarten entweder nicht empfindlich genug sind oder der Einsatz den zu ihrem Betrieb nötigen Schaltungsaufwand nicht rechtfertigt.

Vom Geiger-Müller-Zählrohr erhält man beim Betrieb im Auslösebereich (Geiger-Plateau) relativ große elektrische Signale, die dem Detektorkreis auf verschiedene Weise entnommen werden können. Am gebräuchlichsten ist die Ausnützung des über dem Zählrohrarbeitswiderstand entstehenden Spannungsimpulses zur gleichspannungsfreien Steuerung einer Anzeigeschaltung, da hierbei im Bedarfsfalle zur Verstärkung bzw. Formung der Impulse unkritisch aufzubauende RC-Verstärker verwendet werden können. Außerdem läßt sich bei Einsatz von Übertragern oder Transistoren der Zählrohrstromimpuls zur Steuerung einer Anzeigeschaltung ausnutzen. Eine andere Methode benützt die mittlere, über dem Zählrohrarbeitswiderstand entstehende Spannung zum Steuern der Anzeigeschaltung. Der Zählrohrkreis besitzt zu diesem Zweck ein Integrierglied, das aus dem Arbeitswiderstand des Zählrohrs und einer parallelgeschalteten Kapazität besteht. Bild 1 zeigt prinzipielle Möglichkeiten für den Aufbau des Zählrohrkreises.

Beschreibung der Schaltung des Quantafons Typ VA-I-01

Die Anzeigeschaltung

Wegen der Forderung eines minimalen Aufwandes wird bei dem vom VEB Vakutronik entwickelten und gefertigten Gerät Quantafon, Typ VA-I-01, bewußt auf eine Mittelwertmeßschaltung verzichtet und der Strahlungseffekt nur in Form akustischer Impulse angezeigt. Die Schaltung des Gerätes ist im Bild 2 wiedergegeben. In einer Schaltung, die im Prinzip der des Bildes 1 b entspricht, werden durch auf das Zählrohr Zr wirkende ionisierende Strahlen am Widerstand R_1 positive Spannungsimpulse erzeugt und über ein aus C_3 und R_2 bestehendes Differenzierglied der Verstärkerröhre $Rö_2$ zugeführt. Diese Röhre — eine Subminiaturendpentode DL 67 — dient der Impedanzanpassung des Zählrohrkreises an den Abhörkreis und außerdem der Leistungsverstärkung des Signals. In ihrem Anodenkreis befindet sich ein Kleinstübertrager, der die Anpassung eines niederohmigen Miniaturkopfhörers bewirkt.

Einzelimpulse rufen im Kopfhörer relativ lautes und hartes Knacken hervor. Beispielsweise werden — durch die sogenannte Hintergrund- oder Nulleffektstrahlung verursacht — pro Minute im Mittel etwa 40 statistisch verteilte Einzelimpulse hörbar gemacht, ohne daß eine eigentliche Strahlenquelle vorhanden ist. Der „Hintergrund" oder „Nulleffekt" entsteht durch kosmische, Erd- und Umgebungsstrahlung.

Da die mittlere Impulsdichte, d. h. die mittlere Impulszahl pro Zeiteinheit, proportional der Strahlenintensität (bzw. Dosisleistung) ist, nimmt die Impulsdichte bei Annäherung an einen radioaktiven Strahler etwa umgekehrt proportional zum Quadrat des Abstandes zu. Das einzelne Knacken geht allmählich in ein Knackgeräusch und bei weiterer Intensitätserhöhung in ein Rauschen über. Die Lautstärke im Kopfhörer nimmt im allgemeinen mit der Impulsdichte zu. In der Nähe sehr intensiver Präparate geht sie infolge des begrenzten Auflösungsvermögens der Schaltung wieder zurück.

Eine grobe Intensitätsbestimmung bei geringen Impulsdichten ist durch Auszählung der Impulse möglich. Die Dosiskonstante K des verwendeten Zählrohrs beträgt für Gammastrahlen im mittleren Härtebereich etwa 200 Imp/μr, d. h., 200 angezeigte Impulse bedeuten eine Dosis von etwa 1 μr. Für eine beliebige Impulszahl N ergibt sich die Dosis D zu

$$D \approx \frac{N}{K} = \frac{N}{200}\,\mu\text{r}. \qquad (1)$$

Die Dosisleistung ist die auf die Zeiteinheit bezogene Dosis, also

$$DL = \frac{D}{t}. \qquad (2)$$

Das menschliche Vermögen, zeitlich verteilte Einzelsignale auszuzählen, ist begrenzt, so daß die auf diese Weise maximal registrierbare Impulsdichte ungefähr dem drei- bis fünffachen Wert des Nulleffektes entspricht.

Die laut einer internationalen Vereinbarung festgelegte Maximaldosis (Toleranzdosis) beträgt je Arbeitswoche 300 mr. Dies ist bei 40stündiger Arbeitszeit einer mittleren Dosisleistung von etwa 2 μr/s gleichzusetzen. Der Nulleffekt des verwendeten Zählrohrs beträgt im Mittel 45 Imp/min. Nach (1) und (2) entspricht dieser Wert ungefähr 0,2% der Toleranzdosis.

Bei der Wahl des Zählrohrs wurde ein Kompromiß zwischen Energieunabhängigkeit der Anzeige und robuster Ausführung des Detektors bzw. des Gerätes eingegangen. Es wurde ein dünnwandiges Glaszählrohr ohne Fenster (mit Graphitschichtkatode) mit einem effektiven Volumen von 10 cm³ verwendet. Das gesamte Absorptionsflächengewicht des Detektors von etwa 200 mg/cm² wird hauptsächlich durch die Wandung des lichtdichten Aluminiumgehäuses bestimmt, in das das Zählrohr einmontiert ist. Entsprechend der Reichweite monoenergetischer Betastrahlen liegt die untere Grenze des anzeigbaren Energiebereiches bei etwa 500 keV (Kiloelektronenvolt).

Die Stromversorgung

Die zum Betrieb des Zählrohrs notwendige Hochspannung wird durch einen speziell hierfür entwickelten Kleininduktor In erzeugt. Über eine neue Subminiaturgleichrichterröhre ($Rö_1$) DY 667[1]) werden

[1]) Vergleiche auch den Beitrag „Eine neue Subminiatur-Hochspannungsgleichrichterröhre für kleine Belastung" auf S. 39 dieses Heftes.

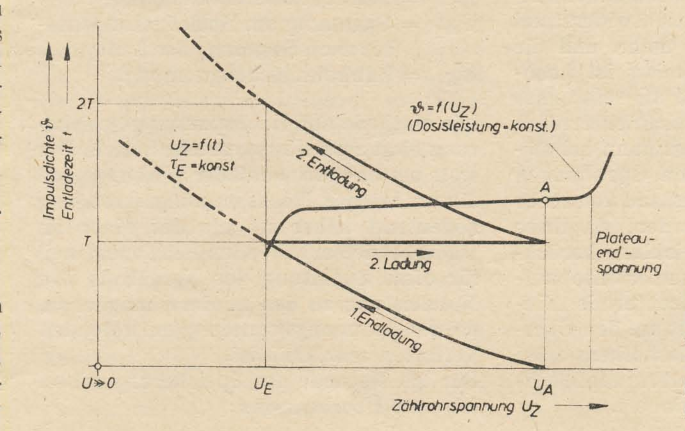


Bild 3: Abhängigkeit der Impulsdichte von der Zählrohrspannung, Abhängigkeit der Zählrohrspannung von der Entladezeit — bei konstanter Einstrahlung

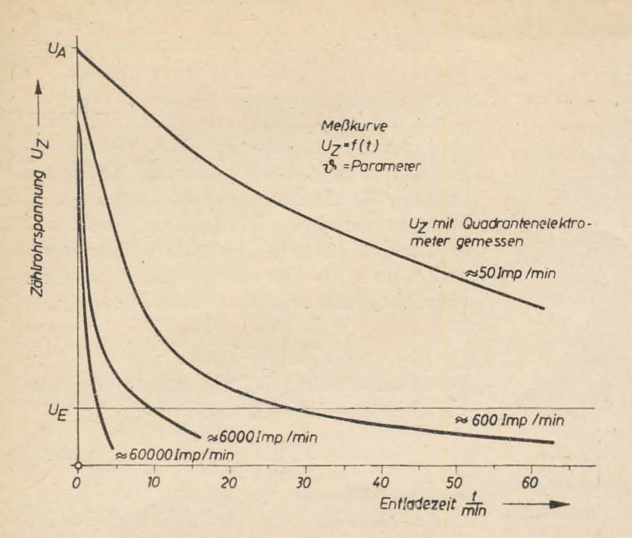


Bild 4: Zeitlicher Verlauf der Betriebsspannung des Zählrohrs bei verschiedenen Impulsdichtewerten (Messungen am Quantafon, Typ VA-I-01)

zwei parallelgeschaltete Speicherkondensatoren C_1 und C_2 geladen. Die nach Beendigung der Ladung an diesen Kondensatoren stehende Spannung ist etwas kleiner als die Plateauendspannung des Zählrohrs (siehe hierzu Bild 3).

Da der Kleininduktor nur während der kurzzeitigen Kondensatorladung durch Drücken der Taste S_2 betrieben wird, ist es verständlich, daß für den Hochspannungsspeicherkreis zur Aufrechterhaltung der Ladespannung eine relativ große Entladezeitkonstante angestrebt werden muß. Der Speicherkreis muß stets dann nachgeladen werden, wenn die Entladespannung der Speicherkondensatoren die Höhe der Zählrohreinsatzspannung erreicht bzw. unterschreitet. Vor allem muß auf eine geringe Belastung der Speicherkondensatoren durch den Zählrohrkreis und auf eine gute Isolation geachtet werden, da auf der anderen Seite eine Vergrößerung der hochspannungsfesten Speicherkapazität eine bedeutende Erhöhung des Volumens mit sich bringt. Die Entladung der Speicherkondensatoren erfolgt also sowohl durch den bei Ionisation des Zählrohrs fließenden Strom — in Gleichung (3) durch den mittleren Zählrohrkreiswiderstand R_Z dargestellt (seine Größe ist natürlich von der Impulsdichte abhängig) — als auch über den Isolationswiderstand R_{Is}, der an den beiden Anschlußenden der Kondensatoren wirksam ist. Der letztere setzt sich zusammen aus der Parallelschaltung der Einzelisolationswiderstände der Kondensatoren, der Gleichrichterröhre, der Verdrahtung und der Isolierplatte, an die die Schaltelemente angelötet sind. Die beiden Speicherkapazitäten sind Kunstfolienkondensatoren mit einem Isolationswiderstand von 10^{11} bis $10^{12}\,\Omega$ und mehr, und die Schaltung des Speicherkreises ist hochisoliert aufgebaut, so daß als schwaches Glied nur noch die Gleichrichterröhre vorhanden wäre. Allerdings kann bei dieser Röhre auch bei hohen Spannungen mit einem Isolationswiderstand von mehr als $10^{11}\,\Omega$ gerechnet werden, da diese Forderung bei ihrer Entwicklung berücksichtigt wurde. Der normalerweise auftretende isolationsverschlechternde Einfluß hoher Luftfeuchtigkeit auf den Oberflächenwiderstand des Glaskolbens wird durch Hydrophobierung mit Aquaphob I[1]) beseitigt bzw. stark vermindert.

Der Isolationswiderstand hydrophobierter Röhren — bei 50% relativer Luftfeuchtigkeit beträgt er im Mittel 10^{12} bis $10^{13}\,\Omega$ — sinkt auch bei langem Verbleib der Röhre in feuchtigkeitsgesättigter Luft (relative Luftfeuchtigkeit 100%) nur bis etwa $10^{11}\,\Omega$.

Der Zählrohrarbeitswiderstand beträgt 1000 MΩ. Einmal ist dieser Widerstandswert so hoch, damit der Speicherkreis vom Zählrohr nur gering belastet wird, und zum anderen kann durch diese Dimensionierung mit einer längeren Lebensdauer des Zählrohrs gerechnet werden, weil durch den für selbstlöschende Zählrohre ungewöhnlich hochohmigen Widerstand ein zusätzlicher Schutz des Zählrohrs gegeben ist. Überschlagsmäßig läßt sich die Zeitdauer zwischen zwei Nachladungen des Speicherkreises wie folgt berechnen:

$$T = C \cdot \frac{R_{Is} \cdot \bar{R}_Z}{R_{Is} + \bar{R}_Z} \ln \frac{U_A}{U_E}, \qquad (3)$$

wobei

$$\bar{R}_Z = R_1 + \bar{R}i_{Zr} \text{ ist.}$$

$\bar{R}i_{Zr}$ hat hierbei einen mit der Impulsdichte veränderlichen Wert. Bild 4 zeigt die Abhängigkeit der Zählrohrbetriebsspannung von der Entladezeit bei verschiedenen Parametern der Impulsdichte.

C = Speicherkapazität,
R_{Is} = gesamter an der Speicherkapazität wirksamer Isolationswiderstand,
$\bar{R}_Z$ = mittlerer Gleichstromersatzwiderstand des Zählrohrkreises,
$\bar{R}i_{Zr}$ = mittlerer Gleichstromersatzwiderstand des Zählrohrs,
R_1 = Zählrohrarbeitswiderstand,
U_A = Spannung am Speicherkondensator nach Beendung der Ladung,
U_E = Zählrohreinsatzspannung.

Die Methode der Hochspannungsspeicherung birgt zwei Hauptvorteile in sich. Der erste besteht darin, daß der Wirkungsgrad dieser Art der Hochspannungserzeugung bedeutend höher ist als der einer im Dauerbetrieb arbeitenden Schaltung, weil für diese Schaltung das Verhältnis von Nutzleistung zu den minimal möglichen, bei der Spannungswandlung auftretenden Verlusten sehr klein ist.

Für die Methode der Speicherung gelten folgende Überlegungen:

Bleibt die Heizleistung der Hochspannungsgleichrichterröhre von etwa 8,3 mW unberücksichtigt, so wird für jede erste Aufladung der Speicherkondensatoren eine elektrische Arbeit von

$$A = U \cdot I \cdot t_l = 2\,V \cdot 20\,mA \cdot 10\,s = 400\,mWs$$

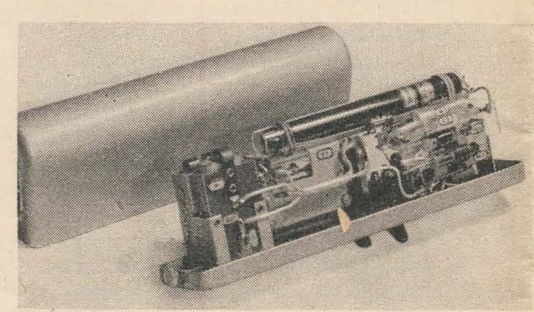
benötigt.

U = Betriebsspannung des Kleininduktors,
I = arithmetischer Mittelwert des Betriebsstromes des Kleininduktors,
t_l = Ladedauer.

Für jede Nachladung, die nur fünf Sekunden dauert, ist also nur die Hälfte, nämlich etwa 200 mWs, aufzubringen. Aus Bild 4 ist ersichtlich, daß beispielsweise bei einer Impulsdichte von 50 Imp/min ein Dauerbetrieb von mehr als einer Stunde gewährleistet ist, was einer Leistung von etwa 100 bzw. 50 μW entspricht. Diese äußerst günstigen Verhältnisse liegen allerdings nur bei sehr geringen Impulsdichten vor, da bei höheren Strahlenintensitäten eher nachgeladen werden muß.

Der zweite Vorteil dieser Methode liegt in der Vermeidung der bei Dauerbetrieb meist auftretenden tonfrequenten Störungen bzw. der Einsparung der Entstörungsmittel.

Zur Speisung des Gerätes dienen zwei Batterien: Ein handelsüblicher kleiner Bleitrockenakku (Taschenlampenbatterie mit einem Gewicht von 45 g und einer Größe von 44 mm × 33 mm × 13 mm) übernimmt die Heizung der Röhren und die



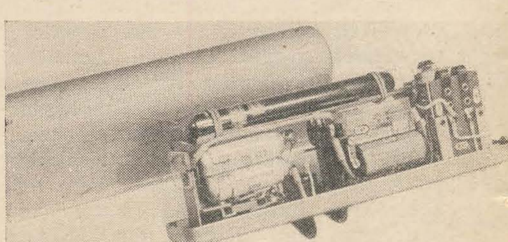


Bild 5: Innenansichten des Quantafons, Typ VA-I-01

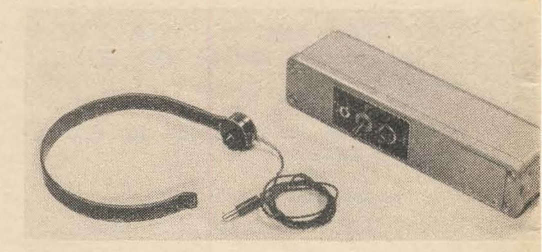


Bild 6: Ansicht des Quantafons, Typ VA-I-01 des VEB Vakutronik Dresden

[1]) Hersteller: VEB Chemiewerk Nünchritz.

Hochspannungserzeugung. Als Anodenspannungsquelle für den Hörbetrieb ist eine handelsübliche Hörbatterie (Gewicht 45 g, Größe 15 mm × 25 mm × 64 mm) vorgesehen. Abgesehen davon, daß der Bleitrockenakku mehrmals nachladbar ist, kostet die gesamte Batteriebestückung je Betriebsstunde etwa 2,5 Pfennige.

Der konstruktive Aufbau

Die Schaltung, das Geiger-Müller-Zählrohr und die Batterien sind in einem handlichen tiefgezogenen Aluminiumgehäuse untergebracht. Durch senkrechte Anordnung des Chassis an der Frontplatte sind alle Bauelemente nach Öffnen einer Kappe leicht zugänglich.
Der Batteriewechsel ist ohne Zutritt zur Schaltung von der Frontplatte aus möglich. An der Frontplatte befinden sich auch die beiden Bedienungselemente, deren Anordnung Einhandbedienung erlaubt, und eine sehr kleine konzentrische Steckbuchse, an die der Miniaturkopfhörer über ein Kabel mit Miniatursteckern angeschlossen werden kann. Die Bilder 5 geben Einblick in den Innenaufbau des Gerätes.
Als besonderes Zubehör ist eine Tragstange vorgesehen, an deren einem Ende das Quantafon eingesetzt werden kann. Sie erleichtert die Arbeit z. B. bei Verseuchungskontrolle des Fuß- bzw. Erdbodens sowie bei der Abtastung höherer Gegenstände und ermöglicht gleichzeitig einen größeren Abstand zwischen dem strahlenden Objekt und der Person, die das Gerät handhabt.
Über ein zusätzliches Spezialkabel kann das Quantafon auch an den NF-Teil von Rundfunkempfängern oder an NF-Verstärker angeschlossen werden. Dadurch läßt sich das Gerät zu physikalisch-technischen Demonstrationszwecken, z. B. in Schulen, verwenden. Bild 6 zeigt die Gesamtansicht des Quantafons, Typ VA-I-01.

Mitteilung aus dem Zentrallaboratorium für Empfängerröhren, VEB Funkwerk Erfurt

Dipl.-Ing. ROLF RIGÓ

DY 667 — Eine neue Subminatur-Hochspannungsgleichrichterröhre für kleine Belastung

Für spezielle Meßgeräte, z. B. für Strahlungsmeßgeräte, werden Gleichspannungen von 1 bis 2 kV bei einem Stromverbrauch von nur wenigen µA benötigt. Bei diesen kleinen Strömen machen sich bei Verwendung von Trockengleichrichtern schon die nicht vermeidbaren Rückströme unangenehm bemerkbar, und zwar insbesondere deshalb, weil in bestimmten Fällen die Entladezeitkonstante des Gleichstromkreises sehr viel größer als die Ladezeitkonstante sein muß und eine Beeinflussung der Entladezeit durch den Ladekreis nicht erfolgen darf.
Für diese Zwecke ist eine Vakuumgleichrichterröhre, an die sehr hohe Isolationsforderungen gestellt werden können, dem Halbleitergleichrichter einwandfrei überlegen, besonders wenn es gelingt, außerdem noch die äußeren Abmessungen klein zu halten und die Röhre in Subminiaturausführung zu bauen.
Auf Grund dieser Überlegungen wurde die Entwicklung einer Spezialröhre mit folgenden elektrischen Richtdaten beschlossen:
Max. entnehmbare Gleichspannung
$U_{a\,max} = 1{,}5$ kV
Max. entnehmbarer Gleichstrom
$I_{a\,max} = 15$ µA
bei einem Ladekondensator von 2 nF für sinusförmige Spannung
Heizleistung < 10 mW
Die Heizleistung sollte 10 mW nicht übersteigen, um den Hochspannungstrafo, dessen Sekundärseite die Heizspannung liefern sollte, nicht zu hoch zu belasten. Durch diese Maßnahme wird ein zusätzlicher Isolierheiztrafo eingespart.

Bild 1: Systemaufbau und vollständige Röhre DY 667

Bei der Festlegung der Röhrenkonstruktion geht man am zweckmäßigsten von der zulässigen Katodenbelastung aus. Eine Nachrechnung ergab, daß die kleinste zur Verfügung stehende Katode (DF 67) ohne Bedenken benutzt werden konnte. Die Festlegung des Anodendurchmessers ist abhängig vom Innenwiderstand, von der Feldstärke und dem Isolationswiderstand zwischen Katoden- und Anodenhalterung. Die Feldstärke mußte in diesem Falle besonders beachtet werden, weil durch sie die Spratzfestigkeit der Röhre bestimmt wird. Infolge des hyperbolischen Verlaufes der Feldstärke als Funktion vom Logarithmus des Anodendurchmessers er-

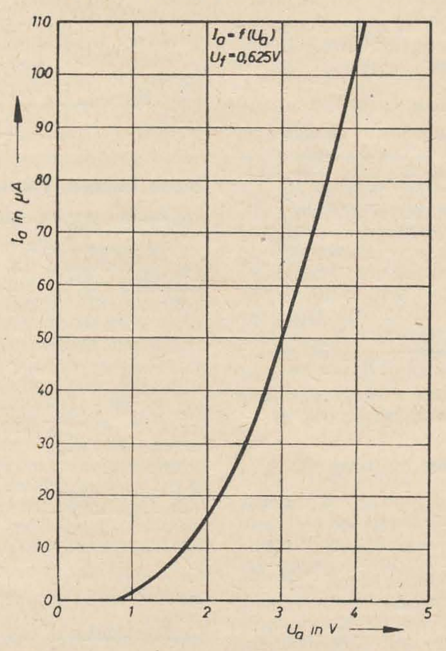
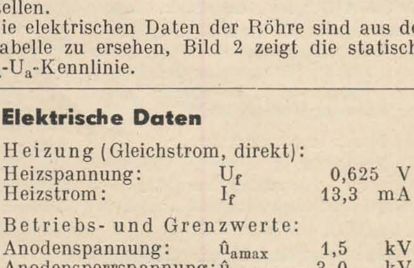


Bild 2: Statische I_a-U_a-Kennlinie der DY 667

gibt sich für einen Anodenradius von über 1 mm nur noch eine geringe Abnahme der Feldstärke. Aus diesem Grunde wurde der Anodenradius mit 1,5 mm festgelegt, und das System konnte so in einen Subminiatur-T2-Kolben eingebaut werden.
Die mechanische Ausführung der Röhre ist aus Bild 1 zu ersehen. Das System ist in der üblichen Weise zwischen zwei Glimmerscheiben aufgebaut, wobei die Stabilität durch die Anode selbst und eine zusätzliche Strebe, die gleichzeitig als Fadenzuführung und Getterträger fungiert, gewährleistet ist. Die Spezialkatode besteht aus einem direkt geheizten 8-µ-Wolframfaden mit aufgetragener Oxydpaste. Die wirksame Bepastungslänge beträgt 8 mm. Sie erfordert eine Heizspannung von 0,625 V und einen Heizstrom von 13,3 mA; das sind nur 8,3 mW.
Der Heizfaden wird auf der einen Seite von einem Fadenhalter, der zur Isolationsverbesserung in einem gesonderten Glimmerteil befestigt ist, und auf der anderen Seite von einer Wolframfeder, die für die nötige Fadenspannung sorgt, aufgenommen. Die Feder ist an der schon erwähnten Strebe angeschweißt. Um die geforderte Spannungsfestigkeit zu erreichen, sitzt die Anode exzentrisch im Röhrenkolben, um damit einen genügenden Abstand von der Haltestrebe zu halten. Das Getter ist weit von dem System entfernt auf einer großen Trägerscheibe befestigt, so daß eine Bedampfung des Systems und der Kolbeninnenwand in Systemnähe sicher vermieden wird. Die relativ hohe Spannungsfestigkeit der Röhre erfordert normalerweise eine gesonderte Herausführung der Anode aus dem Kolben. Da aber die Feldstärke in der Röhre extrem hoch ist, muß sie auch ein sehr gutes Vakuum besitzen; deshalb ist eine in der Abzugsstelle (Pumpstengel) liegende Durchführung ungünstig. Aus diesem Grund wurde nach eingehenden Isolationsmessungen festgelegt, auch die Anode durch den Fuß herauszuführen. Um dort die Spannungsfestigkeit zu erhalten, wurden die Fußdurchführungen unsymmetrisch verteilt. Die maximalen Kolbenmaße der Röhre betragen: Durchmesser 8 mm und Länge einschließlich Abzugsspitze 38 mm.
Werden besonders hohe Isolationsforderungen gestellt, so können die Kolben zusätzlich hydrophobiert werden, um sie gegen Feuchtigkeit unempfindlich zu machen. Schon bei unbehandelten Röhren ist der Isolationswiderstand zwischen Anode und Katode bei 70% Luftfeuchtigkeit > 10^{11} Ω.

Bild 3: Maximale Kolbenabmessungen

Die beschriebene Konstruktion erlaubt es, diese Spezialröhre auch in Massenfertigung herzustellen.
Die elektrischen Daten der Röhre sind aus der Tabelle zu ersehen, Bild 2 zeigt die statische I_a-U_a-Kennlinie.



Elektrische Daten

Heizung (Gleichstrom, direkt):			
Heizspannung:	U_f	0,625	V
Heizstrom:	I_f	13,3	mA
Betriebs- und Grenzwerte:			
Anodenspannung:	$\hat{u}_{a\,max}$	1,5	kV
Anodensperrspannung:	$\hat{u}_{a\,sperr\,max}$	3,0	kV
Anodengleichstrom:	$I_{a\,max}$	15	µA
Anodenspitzenstrom:	$\hat{i}_{a\,max}$	100	µA
Ladekondensator[1]):	$C_{L\,max}$	2	nF
Ersatzwiderstand:	$R_{E\,min}$	500	kΩ
Kapazitäten:			
Anode—Katode	$c_{a/k}$	0,8	pF
Einbau:			
Lötstellen an den Anschlußdrähten müssen mindestens 5 mm, Biegestellen mindestens 1,5 mm von der Glasdurchführung entfernt sein.			

[1]) Bei sinusförmiger Spannung, bei Impulsspannung $C_{L\,max} = 30$ nF.

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Eine moderne, vollautomatisch arbeitende UKW-Funksprechanlage** mit zwei 200-W-Sendern und zugehörigen Empfängern, 100 transportablen 10-W-Sendern und Empfängern zum Einbau in Kraftwagen wurde im VEB Funkwerk Dresden für die Sowjetunion hergestellt. Von den fahrbaren UKW-Stationen der Anlage aus ist Funksprechverbindung mit jedem Teilnehmer des öffentlichen Fernsprechnetzes im Bereich der Anlage — 80 bis 100 km — möglich.

▼ **Das 10 000. Tonbandgerät** Typ „Tonmeister“ wurde Mitte Dezember 1957 im VEB Schwermaschinenbau „Karl Liebknecht“ in Magdeburg fertiggestellt. Das Werk begann mit der Tonbandgeräteproduktion Ende 1955 im Rahmen der Herstellung zusätzlicher Massenbedarfsgüter.

▼ **In Köln** soll innerhalb der nächsten drei Jahre ein modernes Fernsehzentrum gebaut werden.

▼ **Die zur Zeit größte kommerzielle Elektronikanlage** wurde im Dezember v. J. im Versandhaus Quelle in Nürnberg in Betrieb genommen. Die Anlage ist für die Bearbeitung (Verfügbarkeitsauskünfte, Angabe von Bestandszahlen, Aufstellung der Rechnungen) von täglich 100 000 Kundenaufträgen entwickelt, gegenwärtig bearbeitet sie etwa 50 000 pro Tag. Ihre Elektronikzentrale enthält 14 000 Transistoren und 60 000 Dioden. Für die Speicherung der Eingabewerte und Ergebnisse sind Magnettrommelspeicher eingesetzt.

▼ **In Auftrag gegeben** wurde vom britischen und vom französischen Postministerium der Bau einer UKW-Fernsprech- und Fernsehverbindung üer den Ärmelkanal. Als Endstationen sind Folkestone (Großbritannien) und Lille (Frankreich) vorgesehen.

▼ **Ein 330 m hoher Fernsehturm** wird gegenwärtig in Tokio erbaut.

Erster Kernreaktor der DDR in Betrieb

Der erste deutsche Kernreaktor wurde am 16. 12. 1957 in Rossendorf bei Dresden in Betrieb genommen. Es handelt sich um einen 2000-kW-Wasser-Wasser-Reaktor, der dem Zentralinstitut für Kernphysik der DDR für neutronenphysikalische Untersuchungen, Ausbildungszwecke sowie zur Erzeugung des Bedarfs an kurzlebigen radioaktiven Isotopen übergeben wurde. Als Spaltstoff dient 10% angereichertes Uran 235. Die Neutronenflußdichte im Reaktor beträgt $2 \cdot 10^{13}$ n/cm²s.

Ein Zyklotron

zur Beschleunigung von Alphateilchen mit einer Energie von 25 MeV wird in wenigen Monaten in Rossendorf in Betrieb genommen. Es dient der Erforschung von Spaltungsprozessen.

Der Baubeginn

für das geplante bayerische Atomkraftwerk bei Aschaffenburg muß auf unbestimmte Zeit verschoben werden. Dies teilte der bayerische Ministerpräsident Dr. Seidel vor der Presse in München mit. Der Bau des Werkes in Unterfranken sei vom Rheinisch-Westfälischen Elektrizitätswerk, Essen, geplant. Infolge Finanzierungsschwierigkeiten bei diesem größten stromerzeugenden Unternehmen für die Ruhrindustrie habe man das Projekt vorläufig zurückstellen müssen. (ADN)

UKW-Sender Berlin-Müggelberge mit verstärkter Leistung

Seit dem 21. 12. v. J. strahlt der verstärkte UKW-Sender Berlin-Müggelberge das Programm des Deutschlandsenders auf der neuen Frequenz von 92,8 MHz (vorher 92,5 MHz) aus. Die Endstufenleistung des Senders beträgt zur Zeit 10 kW.

Der UKW-Sender Karl-Marx-Stadt

übernahm nach Beendigung seines Versuchsbetriebes am 1. Januar 1958 das Programm des Berliner Rundfunks. Er sendet auf der Frequenz 99,5 MHz.

Rundfunk in Nordafrika

Die Regierung von Tunis, die die früheren französischen Rundfunksender übernommen hat, bestellte für den Aufbau eigener neuer Sendeanlagen bei Telefunken einen 100-kW-Sender für Mittelwelle, der im wesentlichen der Versorgung des eigenen und der angrenzenden Länder dienen soll, sowie einen 50-kW-Kurzwellensender, der — mit Richtstrahlantennen ausgestattet — in die arabischen Länder wirken soll. Durch die Lage der Stadt Tunis, in deren Nähe der Sender stehen wird, ergibt sich die Möglichkeit, die Richtantenne durch Umkehren von Strahler und Reflektor entweder nach Westen in Richtung Marokko oder nach Osten über Libyen, Ägypten in die arabischen Länder wirken zu lassen.

Fernsehversuchsbetrieb Görlitz

Seit Mai 1957 wird vom Bereich Rundfunk und Fernsehen im Ministerium für Post- und Fernmeldewesen auf der Landeskrone bei Görlitz eine Fernsehsendeanlage für Versuchszwecke betrieben. Diese Anlage dient der Erprobung von Fernsehkleinsendern, die in absehbarer Zeit noch vorhandene Versorgungslücken schließen sollen.
In technischer Hinsicht unterscheidet sich dieser Fernsehkleinsender von den normalen Fernsehsendern durch geringere Leistung und andere Modulationszuführung. Während die Fernsehsender im allgemeinen mit einer Mindestleistung von 1 kW arbeiten, liegt die Leistung bei einem Kleinsender wesentlich niedriger, in Görlitz bei 200 W. Die Modulation wird nicht wie üblich über eine Richtfunkstrecke, sondern durch Ballempfang zugeführt. Mit einem Spezialempfänger werden Bild und Ton von einem benachbarten Fernsehsender aufgenommen, dem Kleinsender zugeführt und durch diesen wieder abgestrahlt. Der Görlitzer Kleinsender arbeitet auf 189,25 MHz (Bild) und 194,75 MHz (Ton).

Fernsehsender Würzburg mit erhöhter Leistung

Seit 20. November 1957 arbeitet — zunächst probeweise — ein neuer Fernsehsender in Würzburg mit einer auf 1 kW erhöhten Strahlungsleistung, wodurch vor allem in Richtung des Stadtgebietes von Würzburg mit einer Verdreifachung der Empfangsfeldstärke zu rechnen ist. Der Sender wird den Kanal 10 weiter benutzen. Gleichzeitig wird die Station zur Übertragung des Programms an das nunmehr bis Würzburg ausgebaute Richtfunknetz der Deutschen Bundespost angeschlossen, wodurch größere Betriebssicherheit und eine bessere Bildqualität erreicht werden.

Fernsehsendungen in deutscher Sprache

werden seit einiger Zeit vom sowjetischen Fernsehzentrum Tomsk für die in der Umgebung lebenden Sowjetbürger deutscher Abstammung ausgestrahlt.

Mit einer Fernsehanlage

wird die im Moskauer Vorort Ostankino errichtete neue Halle für die ständige Allunions-Bauausstellung ausgerüstet. Dorthin sollen Reportagen von Moskauer Baustellen übertragen werden.

Statistik der Hörrundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand per 30. 11. 1957 nach Angaben des Ministeriums für Post- und Fernmeldewesen:

Bezirk	Hörrundfunkteilnehmer ohne Fernsehen (in Tausend)
Rostock	218,4
Schwerin	167,5
Neubrandenburg . .	163,7
Potsdam	326,9
Frankfurt (Oder) . .	184,7
Cottbus	217,9
Magdeburg	389,4
Halle (Saale)	579,9
Erfurt	339,7
Gera	219,0
Suhl	137,8
Dresden	607,6
Leipzig	496,7
Karl-Marx-Stadt . .	684,9
Berlin	413,7
	5 147,8 (—2,2)

Bezirk	Hörrundfunk- und Fernsehteilnehmer
Rostock	3 900
Schwerin	2 308
Neubrandenburg .	2 222
Potsdam	22 904
Frankfurt (Oder) .	5 277
Cottbus	2 900
Magdeburg . . .	13 200
Halle (Saale) . . .	11 000
Erfurt	14 400
Gera	3 300
Suhl	4 500
Dresden	15 200
Leipzig	10 610
Karl-Marx-Stadt	19 051
Berlin	18 075
	148 847 (+10 064)

Neue Röhren, Transistoren, Empfänger

Dezimeter-Regelpentode

Valvo entwickelte eine HF-Verstärkerpentode für den Dezimeterbereich in Subminiaturausführung, die wegen der im Betrieb auftretenden hohen Temperatur mit einer Kühlklemme zu verwenden ist. Die EF 731 ist indirekt geheizt (6,3 V/0,15 A), $U_a = U_{g2} = 100$ V, S = 4,5 mA/V. $N_{a\,max} = 1$ W. Länge ohne Anschlußdrähte 34,9 mm, 10,2 mm ∅. Die Röhre kann wahlweise in die Schaltung eingelötet oder in eine Fassung eingesetzt werden.

HF-Transistor GFT 44

TEKADE brachte eine Weiterentwicklung des HF-Transistors GFT 45 heraus. Die obere Frequenzgrenze des verbesserten Typs GFT 44 liegt bei 10 bis 12 MHz (in Basisschaltung), dabei ist die lineare Stromverstärkung von 100 in Emitterschaltung extrem hoch. Der GFT 44 eignet sich als Misch- und Oszillatortransistor.

Einen AM-Kleinsuper mit gedruckter Schaltung

hat die österreichische Fa. Hornyphon auf den Markt gebracht. Die „Hornyetta“ ist mit den Röhren UCH 81, UBF 89 und UCL 82 bestückt, als Netzgleichrichter dient die UY 41. Das 6-Kreis-Gerät ist für Einknopfbedienung vorgesehen.

Amateurrekord aus Übersee

Eine Entfernung von 2600 Meilen im 2-m-Band wurde zwischen der amerikanischen Station W 6 NLZ bei Los Angeles (Antenne: 13 Element-Yagi) und der Sendestation KH 6 UK auf Hawai (Vier-Etagen-Yagiantenne) überbrückt. Die Sendeleistung der beiden Sender betrug 1 kW.

Wireless World, Oktober 1957

Bedingungen für die Ausbildung von Seefunkern

Bewerber für ein Studium zur Ausbildung für den Seefunk an der Seefahrtsschule Wustrow müssen außer der Erfüllung der üblichen Aufnahmebedingungen eine abgeschlossene Lehrzeit als Hochfrequenzmechaniker bzw. eine langjährige Tätigkeit in einem Betrieb der Hochfrequenztechnik nachweisen können. Bei Abiturienten bzw. Mittelschülern, die sich für die Ausbildung als Sonderfunker I. Klasse (zwei Studienjahre) bewerben, ist die Beherrschung von zwei Fremdsprachen in ihren Anfangsgründen Voraussetzung. Die Fremdsprachen können Russisch und Englisch, Russisch und Französisch, Russisch und Spanisch bzw. Portugiesisch oder Englisch und Französisch sein.

Firmendruckschriften

Der „Loewe-Opta-Kurier“,

Ausgabe Nr. 3, bringt neben marktanalytischen Betrachtungen über die Verkaufssaison 1957/58 Bemerkungen über die heutigen Stilarten von Tonmöbeln, einen Beitrag über Kontaktfragen am Drucktastenaggregat und Hinweise über die Anwendung gedruckter Schaltungen in den Loewe-Opta-Geräten. Ein Laborbericht beschreibt die elektronische Scharfabstimmung und Magische Waage im Hochleistungssuper „Hellas“.

WERNER OTTO

Radaranlagen mit Festzielunterdrückung Teil 2

Die bisherigen Überlegungen zur Festzielunterdrückung galten nur für ideale Festziele und für ideal stabile Oszillatoren, konstante Impulslängen, konstante Verzögerungszeiten usw. Tatsächlich ergeben sich auch für Festzielechos ähnliche Schwankungen wie für bewegte Ziele. Diese Schwankungen in der Phasenlage der von aufeinanderfolgenden Sendeimpulsen erzeugten Echoimpulse von Festzielen können verschiedene Ursachen haben, die im folgenden kurz aufgezählt werden sollen.

Zu den Ursachen gehören einmal die Bewegungen der Festziele selbst, denn nur selten handelt es sich um ideale Festziele. So können z. B. Bäume, Masten, Schornsteine, hohe Türme usw. durch den Wind bewegt werden. Wenn auch diese Bewegungen auf den ersten Blick den Anschein erwecken, als seien sie vernachlässigbar klein, so wird später noch gezeigt werden, daß sich z. B. durch die Schwankung eines Mastes im Wind schon eine Anzeige auf dem Sichtrohr ergeben kann. Diese Schwankungen der Festzielechos zeigen den Charakter des Empfängerrauschens. Das ergibt sich daraus, daß die Festzielechos aus der Summe einer großen Anzahl von Elementarechos gebildet werden, die sich im Bereich des Strahlungsdiagramms der Antenne befinden. Das prägnanteste Beispiel hierfür ist vielleicht ein Baum, dessen gesamter Echoimpuls sich aus den zeitlich unterschiedlichen Reflexionen der einzelnen Zweige und Blätter zusammensetzt. Diese Schwankungen sind abhängig vom Wind und der Wellenlänge sowie von der Beschaffenheit des umgebenden Geländes.

Die zweite Gruppe der Ursachen für die Schwankungen der Festzielechos liegt in den Unzulänglichkeiten der einzelnen Baugruppen einer MTI-Anlage selbst begründet. Es ist ja bekannt, daß auch mit dem größten technischen Aufwand, wie z. B. die Ausnutzung von Mikrowellenspektrallinien von Gasen oder mit Hilfe von Quarzen, keine absolut frequenzstabilen Oszillatoren gebaut werden können. Diese nicht zu vermeidenden Frequenzschwankungen der Oszillatoren einer MTI-Anlage wirken sich als Phasenschwankungen aus und ergeben dadurch Amplitudenschwankungen der Festzielechos am Phasendetektorausgang. Geringfügige Schwankungen der Folgefrequenz, der Verzögerungszeit der Verzögerungsleitung sowie der Impulslängen und der Verstärkungen des direkten und des verzögerten Zweiges zwischen Phasendetektor und Komparator bewirken dagegen, daß bei der Differenzbildung im Komparator ein Festzielrest bleibt, der als Videospannung eine Anzeige bewirkt.

Bei Rundsichtanlagen ergibt sich weiterhin infolge der Abwicklung des Antennendiagramms bei der Rotation der Antenne eine Amplitudenmodulation der Festzielechos und damit im Komparator ein Festzielrest. Betrachtet man ein einzelnes Festziel, so wird dieses, wenn es von der Hauptkeule des Antennendiagramms bei der Drehung der Antenne überstrichen wird, zunächst nur von einer geringen Leistung getroffen. Diese Leistung erhöht sich dann beim Weiterdrehen der Antenne bei jedem folgenden Sendeimpuls um einen gewissen Betrag ΔN, bis das Hauptmaximum erreicht ist, um dann wieder im gleichen Maße abzunehmen. Nun befinden sich aber innerhalb des Öffnungswinkels des Antennendiagramms meist mehrere Festziele in gleicher Entfernung bzw. setzen sich die Echos größerer Festziele aus einer großen Anzahl von Elementarechos zusammen. Bei der Drehung der Antenne verläßt ständig ein Teil dieser Teilechos das Antennendiagramm, und dafür treten auf der anderen Seite neue Elementarechos in das Diagramm ein, so daß sich zusätzliche Festzielschwankungen ergeben.

Die Größe der Amplitudenschwankungen der Festziele, die sich infolge der Antennendrehung ergeben, ist abhängig von der Anzahl der Impulse, die bei jeder Umdrehung ein einzelnes Ziel treffen, d. h. von der Zahl der Impulse, die bei der Antennendrehung auf die Halbwertsbreite[1]) des Antennendiagramms entfallen. Damit ergibt sich also eine Abhängigkeit von der Folgefrequenz, der Antennendrehzahl und der Halbwertsbreite. Auch die sich aus der Antennendrehung ergebenden Festzielschwankungen zeigen den Charakter des Empfängerrauschens. Um die Auswirkungen der Antennendrehung auf die Festzielschwankungen möglichst klein zu halten, muß die Antennendrehzahl einer MTI-Anlage und die Folgefrequenz klein sein, die Halbwertsbreite dagegen groß. Es ergeben sich also Forderungen, die zum Teil denen widersprechen, die an eine normale Radaranlage gestellt werden, bei der ja z. B. eine möglichst große Bündelungsschärfe der Antenne gefordert wird. Die Anzahl der Impulse pro Halbwertsbreite muß bei einer MTI-Anlage mindestens 10 betragen.

Bei einem annähernd linear arbeitenden Verstärker ist nun der wirksame Schwankungswert der Festziele proportional der Echoamplitude. Durch entsprechende Wahl der Videoamplitude kann die Schwankungsamplitude gleich dem Empfängerrauschen gewählt werden, so daß die Elimination der Amplitudenschwankungen der Festziele möglich wird. Ist die Verstärkung kleiner, so sind die Festzielreste größer als das Rauschen des Empfängers, und man erhält ein hell geschriebenes Netz von Festzielen auf dem Bildschirm. Ist die Verstärkung zu groß, so sind die Festzielreste kleiner als das Grundrauschen, und es ergibt sich ein dunkel geschriebenes Netz von Festzielen auf dem Bildschirm.

Zur Erläuterung dieser Erscheinungen geht man am zweckmäßigsten wieder vom Zeigerdiagramm des Phasendetektors aus (Bild 1). Darin bedeutet K wieder die Bezugs-ZF-Spannung des kohärenten Oszillators, E die ZF-Spannung eines nichtidealen Festzielechos, die sich aus dem idealen festen Anteil E_f und dem Schwankungsanteil E_s zusammensetzt. Wie ohne weiteres aus dem Zeigerdiagramm abgelesen werden kann, ergibt sich die maximale Schwankung der Ausgangsspannung des Phasendetektors zu

$$\Delta P = P_{max} - P_{min} = 2\,E_s \qquad (1)$$

·lge der Phasenschwankung des Echosignals um $2\,\Delta\varrho$.

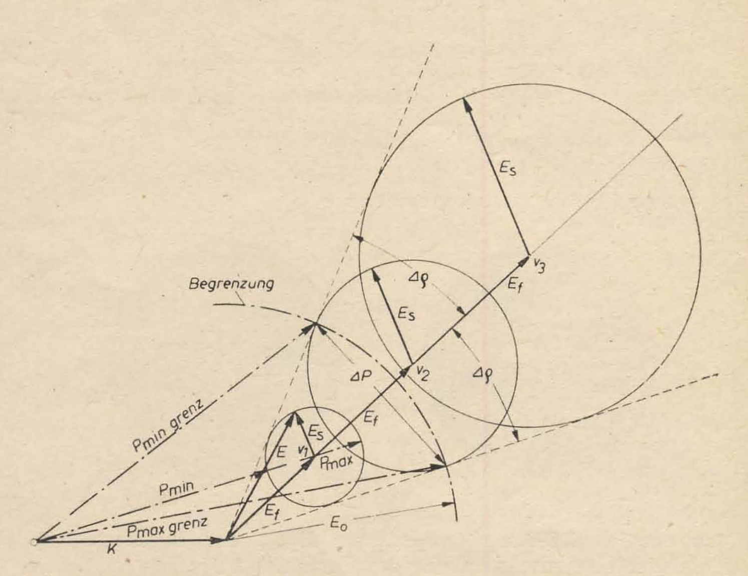


Bild 1: Zeigerdiagramm des Phasendetektors bei verschiedenen Verstärkungen des ZF-Verstärkers

K = Spannung des kohärenten Oszillators
E = Echoamplitude
E_f = ideal fester Anteil
E_s = Schwankungsanteil
P = Phasendetektorausgangsspannung
ΔP = Videoamplitude

Der ZF-Verstärker enthält nun eine Begrenzerstufe, die nur eine bestimmte maximale Ausgangsamplitude der Echoimpulse zuläßt. Im Bild 1 wird diese Begrenzung durch den strichpunktierten Kreisbogen dargestellt. Solange die Begrenzung des ZF-Verstärkers noch nicht erreicht ist, steigt die Schwankung der Ausgangsspannung des Phasendetektors, d. h. der Festziel-

[1]) Halbwertsbreite ist der Winkelbereich des Antennendiagramms, in dem die Strahlungsintensität mehr als die Hälfte des Strahlungsmaximums beträgt.

rest, proportional mit der Verstärkung an. Im allgemeinen ist das Eigenrauschen des Empfängers in diesem Bereich kleiner als der Festzielrest. Handelt es sich nun bei der Schwankung des Festzielechos E_s z. B. um ein dem idealen Festziel E_f überlagertes bewegtes Ziel, z. B. ein das Festziel überfliegendes Flugzeug, so hat dieses über dem Festziel die gleiche Amplitude wie außerhalb des Festzieles.

Für die weiteren Betrachtungen soll es sich jedoch bei E_s wieder um die Schwankungen eines nichtidealen Festzieles handeln. Wird die Verstärkung des ZF-Verstärkers nun so weit erhöht, daß die Begrenzung wirksam wird, so bleibt bei konstanter Phasenschwankung des Echosignals um $2\Delta\varrho$ die Ausgangsamplitudenschwankung des Phasendetektors, d. h. der Festzielrest, unabhängig von der Verstärkung

$$\Delta P = P_{max\ grenz} - P_{min\ grenz} = \text{konstant}, \qquad (2)$$

und zwar ist der maximale Festzielrest nur abhängig von der maximalen ZF-Ausgangsspannung E_{grenz} der Begrenzerstufe und der Phasenschwankung des Festzieles $2\Delta\varrho$:

$$\Delta P = 2\,E_{grenz} \cdot \sin \Delta\varrho. \qquad (3)$$

Das Empfängerrauschen steigt dagegen, solange es die Begrenzung noch nicht erreicht hat, weiterhin proportional mit der Verstärkung an und kann dadurch gleich groß oder größer als der konstant bleibende Festzielrest werden. Damit ist also die Möglichkeit gegeben, auch nichtideale Festziele völlig zu eliminieren, indem man die Verstärkung so weit erhöht und damit das Empfängerrauschen so weit anhebt, daß dessen Amplitude gleich der Amplitude der Festzielreste wird und damit die Festziele im Rauschen untergehen. Bei noch größerer Verstärkung schließlich ist die Amplitude der Festzielreste kleiner als die Rauschamplitude, und die Festziele erscheinen als dunkle Stellen auf dem vom Rauschen erhellten Bildschirm.

Im Bild 2 sind nochmals die drei möglichen Fälle als Zeigerdiagramm des Phasendetektors und als Schirmbild wiedergegeben. Im Bild 2a ist die Verstärkung zu gering, und die Festziele treten als helle Stellen auf der Bildröhre hervor, da die Amplitude der Festzielreste noch größer als die Rauschamplitude ist. Im Bild 2b, bei richtiger Verstärkung, verschwinden die Festziele gerade im Rauschen, und im Bild 2c, bei zu großer Verstärkung, heben sich die Festziele als dunklere Stellen auf dem durch das starke Rauschen erhellten Bildschirm ab.

Bei den bisherigen Untersuchungen wurde von der Voraussetzung ausgegangen, daß es sich bei den Festzielen um nichtideale Festziele mit einem bestimmten Schwankungsanteil handeln solle, d. h., die gesamte Schwankung wurde in das Festziel selbst verlegt. Praktisch sind aber, wie schon weiter oben angeführt wurde, sehr viele und zum größten Teil gerätebedingte Ursachen für die Entstehung von Festzielresten verantwortlich. Da sich aber z. B. die Instabilität der Oszillatoren in einer Phasenschwankung der Festzielechos und damit im Endeffekt in einer Amplitudenschwankung, d. h. einem Festzielrest, auswirkt und da sich auch die Inkonstanz der Folgefrequenz, der Verzögerungszeit, der Impulsdauer usw. in einem Festzielrest auswirkt, kann man all diese gerätebedingten Schwankungen für die grundsätzlichen Untersuchungen mit den Schwankungen des Festzieles selbst in diesem vereinigt denken. Für die Berechnung der erforderlichen Stabilität der einzelnen Baugruppen einer MTI-Anlage müssen dann natürlich die Einflüsse der Instabilität der einzelnen Geräteteile getrennt behandelt werden.

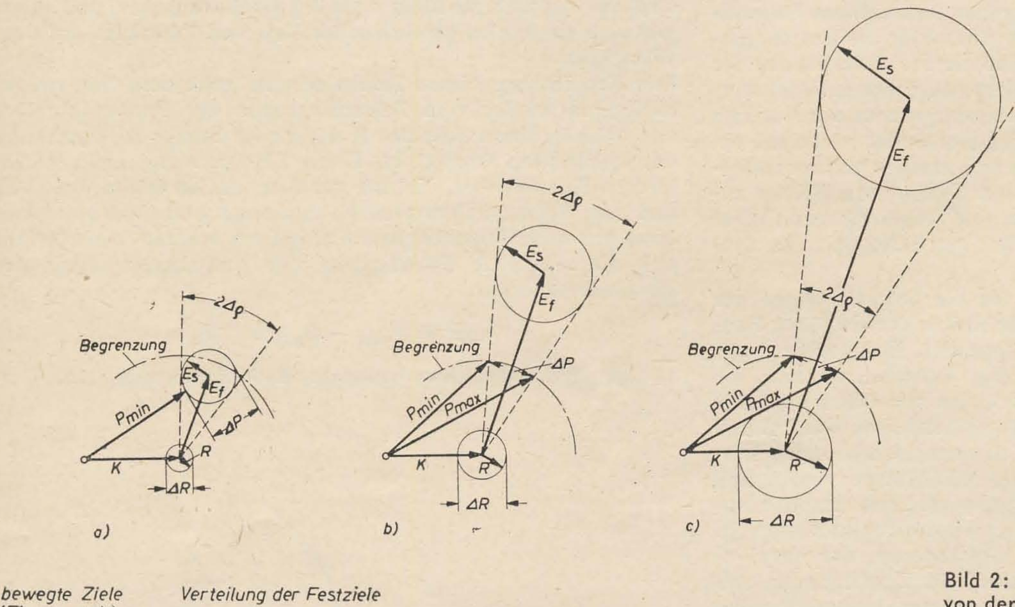


Bild 2: Festzielunterdrückung in Abhängigkeit von der Verstärkung,

oben: Zeigerdiagramme des Phasendetektors,

unten: zugehörige Schirmbilder,

a) zu geringe Verstärkung, $\Delta R < \Delta P$

b) normale Verstärkung, $\Delta R = \Delta P_{max}$

d) zu große Verstärkung, $\Delta R > \Delta P_{max}$

K, E_f, E_s und P wie im Bild 1; R = mittlere Rauschamplitude am ZF-Verstärkerausgang, ΔR = Video-Rauschamplitude

Betrachtet man nun Bild 2b, bei dem ja die Festziele gerade vollständig verschwinden, so könnte man zu dem Schluß kommen, daß die Stabilität der Oszillatoren und der anderen Bauteile einer MTI-Anlage ja gar nicht so hoch zu sein braucht. Denn wenn sich auch infolge der Instabilität der Baugruppen relativ große Festzielreste ergeben, so kann man diese ja durch entsprechende Vergrößerung der Verstärkung und damit durch Anheben des Rauschpegels wieder eliminieren. Diese Möglichkeit besteht natürlich grundsätzlich, jedoch muß man dabei große Nachteile in Kauf nehmen.

Nehmen wir nochmals an, bei dem Schwankungsanteil des Festzieles E_s handle es sich um ein dem idealen Festziel E_f überlagertes bewegtes Ziel, also z. B. ein Flugzeug, das gerade das Festziel überfliegt. Ist nun die Verstärkung des ZF-Verstärkers sehr groß, so daß die Begrenzung wirksam wird, so wird das Flugzeug über dem Festziel schwächer angezeigt als außerhalb des Festzieles, da, wie aus Bild 3 hervorgeht, die Differenz der

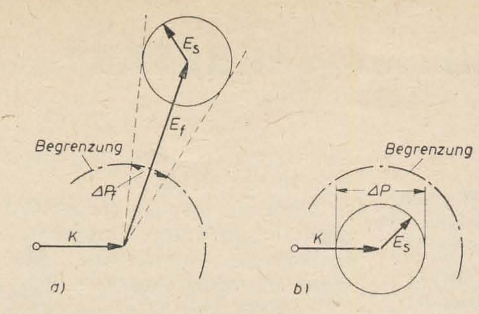


Bild 3: Sichtbarkeit eines bewegten Zieles
a) über starkem Festziel
b) außerhalb des Festzieles

Ausgangsamplituden ΔP_F des Phasendetektors, wenn sich das Flugzeug über dem Festziel befindet, kleiner ist als ΔP außerhalb des Festzieles. Tatsächlich setzt sich nun aber E_s aus dem Schwankungsanteil des Festzieles und dem Anteil des bewegten Zieles zusammen. Ist die Stabilität der einzelnen Baugruppen der MTI-Anlage nur gering, so wird der resultierende Schwankungsanteil des Festzieles sehr groß. Damit ergeben schwach bewegte Ziele nur noch einen geringen Beitrag zu E_s, so daß sich der Festzielrest nur unwesentlich vergrößert und schwach bewegte Ziele über Festzielen nicht mehr zur Anzeige kommen.
Ein weiterer Nachteil ergibt sich daraus, daß ja das Rauschen sehr stark angehoben werden muß, um die großen Festzielreste zu eliminieren. Die gesamte Fläche der Bildröhre wird also relativ hell geschrieben, und dadurch besteht die Gefahr, daß auch außerhalb von Festzielen schwach bewegte Ziele nicht mehr einwandfrei erkannt werden können. Um diese Nachteile zu vermeiden, ist es also erforderlich, bestimmte Forderungen bezüglich der Festzieldämpfung zu stellen, d. h., die Festzielreste dürfen einen bestimmten Maximalwert nicht übersteigen. Die Anforderungen, die für die Erreichung dieses Zieles an die einzelnen Baugruppen einer MTI-Anlage gestellt werden müssen, sollen im folgenden 3. Teil betrachtet werden. Zunächst führen wir nun einen Empfindlichkeitsvergleich zwischen einer MTI-Anlage und einer Radaranlage ohne Festzielunterdrückung durch.

Die Augenblicksspannung des Magnetrons sei

$$m = M \cdot \sin(\omega_m t + \varphi_m) \quad (4)$$

und die des stabilen Oszillators $s = S \cdot \sin(\omega_s t + \varphi_s)$. (5)

Damit ergibt sich infolge der Synchronisation durch den Magnetronimpuls für den kohärenten Oszillator die Spannung

$$k = K \cdot \cos[(\omega_s t + \varphi_s) - (\omega_m t + \varphi_m)].$$

Setzt man für $\varphi_s - \varphi_m = \psi$, so wird

$$k = K \cdot \cos[(\omega_s - \omega_m) t + \psi]. \quad (6)$$

Die Echosignale von bewegten Zielen treffen infolge des Dopplereffektes mit etwas anderer Frequenz und infolge der Laufzeit mit etwas veränderter Phasenlage als der Magnetronimpuls ein. Diese Frequenz- und Phasenänderung wird durch den Dopplerfaktor δ und durch die Reflektionsphasenverschiebung ϱ berücksichtigt. Damit wird die momentane HF-Echospannung

$$e_{HF} = C \cdot M \cdot \sin(\delta \cdot \omega_m t + \varphi_m + \varrho). \quad (7)$$

Durch die Mischung mit der Frequenz des stabilen Oszillators ergibt sich am Ausgang des ZF-Verstärkers

$$e_{ZF} = \nu \cdot C \cdot M \cdot S \cdot \cos[(\omega_s t + \varphi_s) - (\delta \omega_m t + \varphi_m + \varrho)]$$
$$e_{ZF} = E \cdot \cos[(\omega_s - \delta \cdot \omega_m) t + \psi - \varrho] \quad (8)$$

(ν = Verstärkung des ZF-Verstärkers, C = Faktor der die Größe der HF-Echospannung bestimmt.)

Diese ZF-Echospannung und die Spannung des kohärenten Oszillators nach Gl. (6) werden auf den Phasendiskriminator gegeben, und man erhält an dessen Ausgang die Spannung

$$p = E \cdot K \cdot \sin\{(\omega_s - \omega_m) t + \psi - [(\omega_s - \delta \cdot \omega_m) t + \psi - \varrho]\}$$
$$p = P_0 \cdot \sin[\omega_m t (\delta - 1) + \varrho]. \quad (9)$$

Dabei ist P_0 die Amplitude, die sich bei einem Radargerät ohne Festzielunterdrückung ergeben würde.
Für Festziele ist der Dopplerfaktor $\delta = 1$ und der Phasenwinkel ϱ konstant, d. h., die Ausgangsspannung des Phasendiskriminators ist eine konstante Gleichspannung. Für bewegte Ziele wird $\delta \neq 1$ und $\varrho = f(t)$, so daß die Ausgangsspannung des Phasendiskriminators mit der Dopplerfrequenz moduliert ist und die Amplitude sich mit der Reflexionsphasenverschiebung ϱ in Abhängigkeit von der Laufzeit der Echoimpulse bzw. von der Zielbewegung ändert.
Vernachlässigt man für die weiteren Betrachtungen die Dopplerfrequenz $f_D = 2\,v/\lambda$ [siehe Gl. (9) im Teil 1 dieses Beitrages], so wird die Ausgangsspannung des Phasendetektors

$$p = P_0 \cdot \sin \varrho(t), \quad (10)$$

wobei $\varrho(t)$ der Phasenwinkel zwischen Echo und Stalo-Spannung im Zeitpunkt t ist. Die Zielgeschwindigkeit betrage $v = s/t$. Bezieht man die Wegdifferenz s auf die Wellenlänge λ, so wird mit $s = \frac{\lambda}{a}$

$$v = \frac{\lambda}{a \cdot t} \quad \text{oder} \quad a = \frac{\lambda}{v \cdot t}. \quad (11)$$

Wie aus Bild 4 ersichtlich, entspricht der Wegdifferenz $\frac{\lambda}{a}$ die Phasendifferenz $\frac{2\pi}{a}$. Infolge des Hin- und Rücklaufes der Welle ergibt sich als Phasenverschiebung ϱ zwischen der Echospannung und der Spannung des kohärenten Oszillators

$$\varrho = 2 \cdot \frac{2\pi}{a} = \frac{4\pi \cdot v}{\lambda} \cdot t. \quad (12)$$

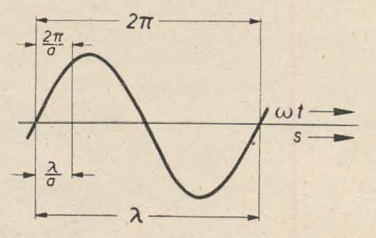


Bild 4: Beziehungen zwischen der Weg- und Phasendifferenz

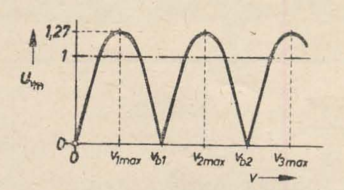


Bild 5: Mittlere Videospannung einer MTI-Anlage in Abhängigkeit von der Zielgeschwindigkeit im Vergleich zur Spannung eines Radargerätes ohne Festzielunterdrückung (strichpunktiert)

Die Amplitude am Phasendetektorausgang beträgt damit zur Zeit t_1

$$P_1 = P_0 \cdot \sin \frac{4\pi \cdot v}{\lambda} \cdot t_1. \quad (13)$$

Ist T die Impulsintervallzeit, dann ergibt sich die Amplitude des folgendes Impulses zu

$$P_2 = P_0 \cdot \sin \frac{4\pi \cdot v}{\lambda}(t_1 + T). \quad (14)$$

Der anschließende Komparator bildet die Differenz zweier aufeinanderfolgender Impulse. Es wird also

$$P_2 - P_1 = P_0 \left[\sin \frac{4\pi \cdot v}{\lambda} \cdot (t_1 + T) - \sin \frac{4\pi \cdot v}{\lambda} \cdot t_1\right]$$

$$P_2 - P_1 = 2 P_0 \cdot \cos \frac{4\pi \cdot v}{\lambda} \cdot \frac{t_1 + t_1 + T}{2} \cdot \sin \frac{4\pi \cdot v}{\lambda} \cdot \frac{t_1 + T - t_1}{2}$$

$$P_2 - P_1 = 2 P_0 \cdot \sin \frac{2\pi \cdot v}{\lambda} \cdot T \cdot \cos \frac{4\pi \cdot v}{\lambda} \cdot \left(t_1 + \frac{T}{2}\right). \quad (15)$$

Die Ausgangsamplitude des Komparators wird Null, wenn $\sin \frac{2\pi \cdot v \cdot T}{\lambda} = 0$ wird. Daraus ergibt sich die schon bekannte Blindgeschwindigkeit der MTI-Anlage zu

$$v_b = n \cdot \frac{\lambda}{2\,T} = n \cdot \frac{\lambda \cdot f_i}{2}.$$

Die Amplitude am Ausgang des Komparators wird ein Maximum, wenn $\sin \frac{2\pi \cdot v \cdot T}{\lambda} = 1$ ist. Das ist aber der Fall, wenn

6/9-Kreis-Mittelsuper „SEKRETÄR"

Der „Sekretär" vom VEB Stern-Radio Sonneberg ist ein 6/9-Kreis-7-Röhren-Super mit den Wellenbereichen Ultrakurzwelle, Mittelwelle und Langwelle. Er wird sowohl in Wechselstrom- als auch in Allstromausführung gefertigt und kommt in Holz- oder Preßstoffgehäuse in den Handel. Sämtliche Wellenbereiche werden mit Drucktasten geschaltet. Bei Stellung „Tonabnehmer" müssen die Mittel- und Langwellentaste gedrückt werden.

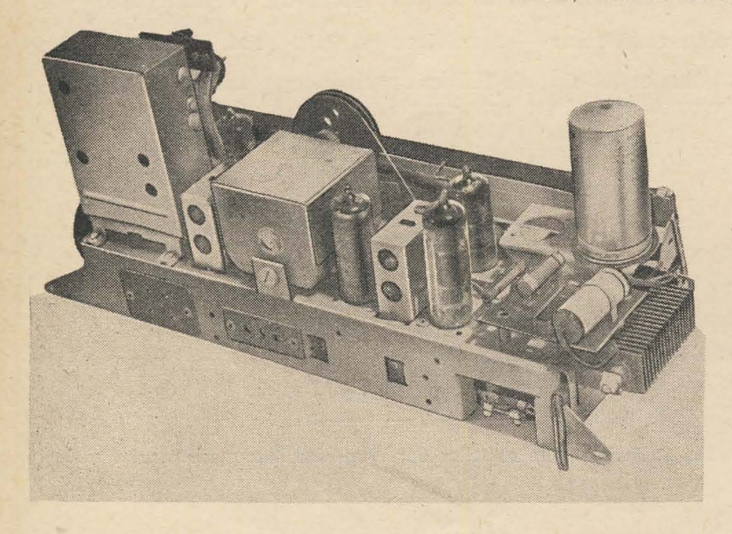
AM-Teil

Die HF-Eingangsspannung gelangt über kapazitive Stromkopplung an das Gitter der E(C)H 81. Der Oszillator schwingt in Colpitts-Schaltung, und die Zwischenfrequenz (473 kHz), die durch multiplikative Mischung erzeugt wird, gelangt zum nachgeschalteten ZF-Verstärker. Die EBF 80 übernimmt die ZF-Verstärkung, Demodulation und Regelspannungserzeugung.

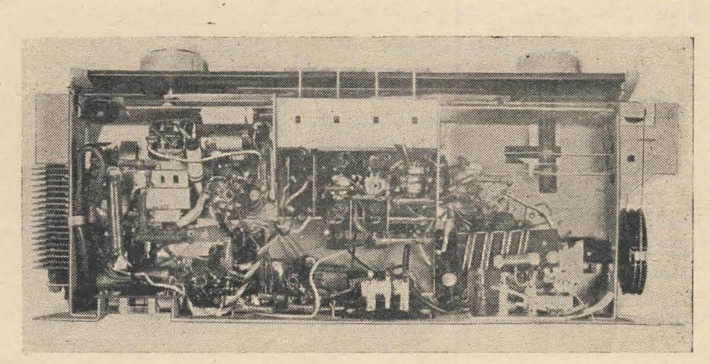
Im zweistufigen ZF-Verstärker werden, wie bereits vom Gerät „Erfurt" her bekannt, zwei kombinierte Standardbandfilter verwendet, deren Abmessung 45 × 40 × 20 mm beträgt.

Die ZF-Miniaturspulenkörper sind mit unumsponnener Litze umwickelt und in Maniferhülsen eingebettet. Dadurch wird einmal eine hohe Güte ($\varrho = 240$) erreicht und zum anderen wird das Streufeld der Spule gebündelt und die Dämpfung, die durch die Abschirmhaube hervorgerufen wird, herabgesetzt.

Ferner sind beide Filter über die heißen Enden kapazitiv gekoppelt. Dadurch wird eine ausreichende Bandbreite bei hoher Selektion erreicht.



Chassisansichten des „Sekretär"



$\frac{2\pi \cdot v \cdot T}{\lambda} = \frac{(2n-1)\pi}{2}$ ist. Damit wird die Zielgeschwindigkeit, bei der sich optimale Anzeige ergibt:

$$v_{max} = (2n-1) \cdot \frac{\lambda}{4 \cdot T} = (2n-1) \cdot \frac{\lambda \cdot f_i}{4}. \qquad (16)$$

Nach Gl. (15) erhält man am Ausgang des Komparators ein Signal, dessen Amplitude $2 P_o \cdot \sin \frac{2\pi \cdot v}{\lambda} T$ beträgt und das mit der Dopplerfrequenz f_D moduliert ist, da ja mit $f_D = \frac{2 \cdot v}{\lambda}$

$$\cos \frac{4\pi \cdot v}{\lambda} \cdot t = \cos 2\pi \cdot f_D \cdot t = \cos \omega_D t$$

wird.

Diese Dopplerfrequenz ist darauf zurückzuführen, daß der kohärente Oszillator konstant auf dem Mittenwert der ZF schwingt, die Echo-ZF dagegen infolge der Zielbewegung um die Dopplerfrequenz von diesem Mittenwert abweicht.

Durch Gleichrichtung der Komparatorausgangsspannung erhält man schließlich die Videospannung U_v, deren mittlere Gleichspannung

$$U_{vm} = \frac{4}{\pi} \cdot P_o \cdot \left| \sin \frac{2\pi \cdot v}{\lambda} \cdot T \right| \qquad (17)$$

beträgt.

Aus der Darstellung der Videospannung über der Zielgeschwindigkeit (Bild 5) geht hervor, daß unter der Voraussetzung, daß alle Zielgeschwindigkeiten gleich wahrscheinlich sind, die mittlere Videospannung ebenso groß ist wie bei einem normalen Radargerät, dessen Videospannung als Bezugsgröße 1 für das Diagramm gewählt wurde. Die maximale Videospannung des MTI-Gerätes liegt um den Faktor $\frac{4}{\pi} = 1{,}27$ über der des normalen Radargerätes. Bei den Blindgeschwindigkeiten und für ideale Festziele ist die Videospannung Null. Für eine Anlage, die mit 3,2 cm Wellenlänge und einer Folgefrequenz von 500 Hz arbeitet, ergibt sich maximale Anzeige für Ziele, die sich mit Geschwindigkeiten von 4 m/s, 12 m/s, 20 m/s usw. bewegen.

Schon für die geringe Geschwindigkeit von 14,4 km/h ergibt sich also optimale Anzeige, und wie man aus Bild 5 entnehmen kann, ist auch bei einer wesentlich geringeren Geschwindigkeit von z. B. 4 km/h, die etwa der Geschwindigkeit eines Fußgängers entspricht, noch eine gute Anzeige zu erwarten. Berücksichtigt man weiterhin, daß bei 3,2 cm Wellenlänge schon eine Verschiebung des Zieles um 0,8 cm infolge des Hin- und Rückweges der Welle einer Phasenverschiebung von 180° entspricht, also maximale Videospannung ergibt, so erkennt man, daß schon relativ langsame, sehr geringfügige Schwankungen, z. B. eines Schornsteines, eine gute Anzeige auf dem Sichtgerät ergeben können.

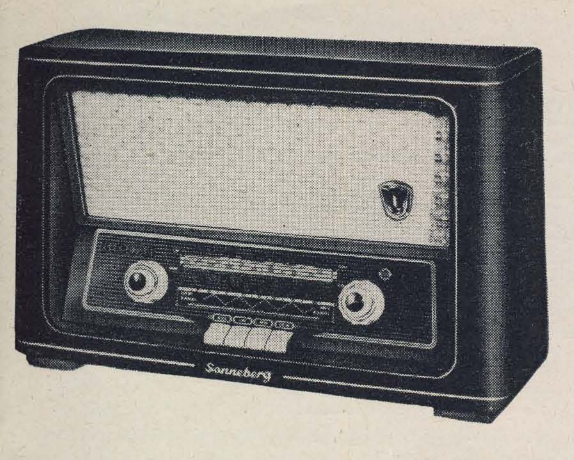
Für die Güte der Anzeige bewegter Ziele ist nun allerdings exakt nicht die Videoamplitude, sondern das Signal-Rausch-Verhältnis verantwortlich, so daß die Videoamplitude der Gl. (17) noch mit der Rauschamplitude ins Verhältnis gesetzt werden muß. Die Rauschamplitude in dem verzögerten Kanal ist infolge der dazwischenliegenden Umwandlung in Ultraschall völlig unabhängig von der im unverzögerten Zweig. Man muß daher die Rauschleistungen der beiden Kanäle addieren, wodurch sich bei der Differenzbildung im Komparator die Rauschamplitude um den Faktor $\sqrt{2}$ erhöht.

Durch den Phasendetektor wird nun aber die Rauschspannung um den Faktor $\frac{1}{\sqrt{2}}$ vermindert, so daß die resultierende Rauschspannung am Ausgang des Videoverstärkers gleich der einer Radaranlage ohne Festzielunterdrückung ist. Der im Bild 5 dargestellte Videospannungsverlauf gilt also auch für die Empfindlichkeit einer MTI-Anlage, wenn man als Bezugsgröße 1 die Empfindlichkeit einer Radaranlage ohne Festzielunterdrückung annimmt.

Wird fortgesetzt

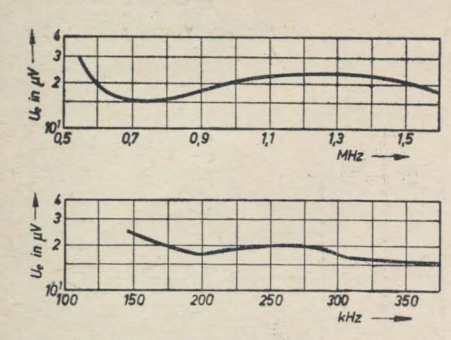
„Sekretär"

VEB Stern-Radio Sonneberg

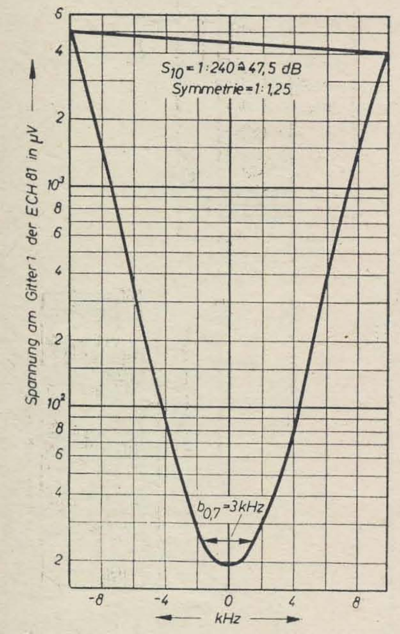


Technische Daten

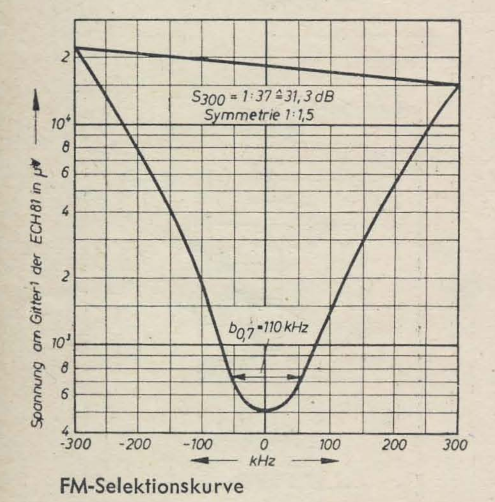
Stromart: Wechselstrom
Netzspannung: 110, 220 V
Leistungsaufnahme: etwa 35 W
Netzgleichrichtung:
Selengleichrichter
Röhrenbestückung:
ECC 85, ECH 81, EBF 80, EAA 91, ECL 81, EM 80
Wellenbereiche:
U 87 ··· 100 MHz
M 510 ··· 1620 kHz
L 145 ··· 400 kHz
UKW-Antenneneingang:
240 Ω symmetrisch
Zwischenfrequenz:
AM 473 kHz, FM 10,7 MHz
Zahl der Kreise: AM 6, FM 9
Schwundausgleich:
auf 2 Röhren rückwärts wirkend
Kopplung der Filter:
AM kapazitiv, FM induktiv
ZF-Sperrkreis: für 473 kHz
Bandbreite: AM etwa 3 kHz
FM ≧ 100 kHz
Trennschärfe: AM 1 : 220
Tonabnehmerempfindlichkeit:
≦ 20 mV bei 50 mW Ausgangsleistung u. f_m = 1000 Hz
Ausgangsleistung:
etwa 1,5 W bei 10% Klirrfaktor
HF-Empfindlichkeiten:
U: ≦ 5 μV bei 26 dB Rauschabstand, Frequenzhub = 12,5 kHz, f_m = 1 kHz
M: ≦ 25 μV bei 50 mW Ausgangsleistung und m = 30%
L: ≦ 25 μV bei 50 mW Ausgangsleistung und m = 30%
HF-Selektion bei 600 kHz: ≧ 1 : 500
Spiegelwellenselektion:
bei 200 kHz 1 : 2000
bei 600 kHz 1 : 300
Lautsprecher: permanentdynamischer 2-W-Breitbandlautsprecher
Lautstärkeregelung: stetig regelbar
Klangfarbenregelung:
stetig regelbar
Gegenkopplung:
frequenzunabhängig von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zum Fußpunkt des Lautstärkereglers
Tonabnehmeranschluß: vorhanden
Besonderheiten:
getrennter Antrieb für AM und FM, eingebauter Gehäusedipol
Gehäuse: Edelholzfurnier, hochglanzpoliert oder Preßstoffgehäuse
Gehäuseabmessung:
485 mm × 325 mm × 180 mm
Gewicht: etwa 8 kg



Empfindlichkeitskurven des Mittel- und Langwellenbereichs m = 30%, f_m = 1000 Hz, N = 50 mW

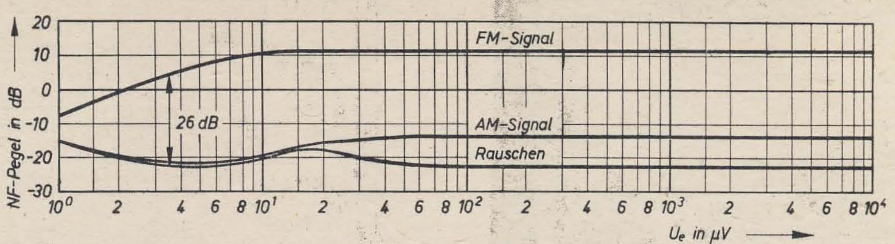


AM-Selektionskurve

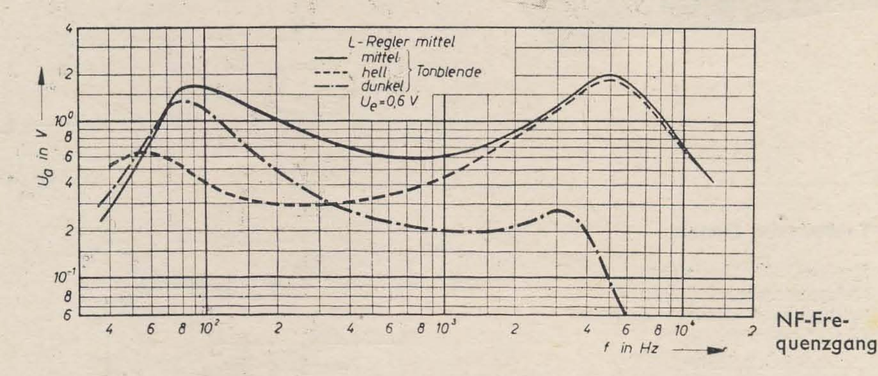


FM-Selektionskurve

Messung der Grenzempfindlichkeit und der Spiegelfrequenzsicherheit. f_c = 94 MHz, Δf = 12,5 kHz, f_m = 1000 Hz



Rauschabstandsmessung. f_c = 94 MHz, FM Δf = 12,5 kHz, AM m = 30%, f_m = 1000 Hz



NF-Frequenzgang

Die Demodulation und Regelspannungserzeugung wird von einer Diodenstrecke der EBF 80 übernommen.

FM-Teil

Entsprechend der von Stern-Radio Sonneberg verfolgten Linie in der Typisierung der Bauteile wird auch in diesem Gerät der vom „Erfurt" her bekannte UKW-Tuner verwendet. Die HF-Eingangsspannung gelangt über die Zwischenbasisstufe des Standardtuners zur ECC 85. Der Tuner arbeitet mit einer Doppeltriode, die Abstimmung erfolgt induktiv. In dem ersten System der ECC 85 findet eine etwa 20fache HF-Verstärkung statt. Diese Stufe wird durch C_5 neutralisiert. Über den Oszillatorbrückenpunkt C_8 und C_9 wird die verstärkte HF-Spannung dem zweiten System, der selbstschwingenden Mischröhre, zugeführt. Die Kondensatoren der Oszillatorbrücke wurden so bemessen, daß die Störstrahlung auf der Oszillatorgrund- und Oberwelle unter dem Maß der Deutschen Post liegt.

Ferner wurde durch die angewandte UKW-Eingangsschaltung gegenüber dem „Erfurt"-Tuner eine größere Sicherheit gegen UKW-Störausstrahlungen erreicht.

Durch additive Mischung gelangt die gewonnene ZF (10,7 MHz) über ein verlustarmes Lupolenkabel, das in diesem Fall die Kreiskapazität des Sekundärkreises des ersten Bandfilters bildet, zum Gitter der E(C)H 81. In dieser Stufe findet eine ausreichende ZF-Verstärkung statt. Die Wicklung des FM-Filters befindet sich auf einem Trolitulstiefel, dessen Wicklungsabstand 13 mm beträgt. Die Betriebsgüte wurde so bemessen, daß günstige Werte zwischen Verstärkungsfaktor, Selektion bzw. Bandbreite erreicht wurden. FM- und AM-ZF-Spulen sind auf einem gespritzten Bandfilterträger aufgebaut und bilden ein Kombinationsbandfilter. Die Kreiskapazität des Primärkreises vom Diskriminatorbandfilter wird hauptsächlich durch Röhren- und Schaltkapazität gebildet und im nachfolgenden erfolgt die FM-Demodulation mit Hilfe der niederohmigen Diodenstrecken der EAA 91.

NF-Teil

Die NF gelangt über den Umschalter (Kontakt 11) zum Lautstärkeregler und schließlich zum Triodengitter der ECL 81. Mit Hilfe der RC-Kopplung wird die verstärkte NF-Spannung dem Endsystem der ECL 81 zugeführt. Die Gegenkopplung von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zum Fußpunktwiderstand des Lautstärkereglers setzt den Klirrfaktor herab und sorgt für einen gehörrichtigen Frequenzgang. Das Klangbild kann mit dem Potentiometer R_{13} beliebig geregelt werden.

Netzteil

Das Gerät kann an eine Netzwechselspannung von 110 V und 220 V angeschlossen werden. Der Netztrafo ist als Spartrafo ausgelegt. Die erforderliche Gleichspannung liefert der Selengleichrichter in Einwegschaltung. Um eine ausreichende Siebung der Gleichspannung bei geringstem Materialaufwand zu erreichen, wurde zweckmäßig die übliche Brummkompensationsschaltung angewendet.

Die Vertikalablenkstufe (4)

Für größere Werte als 0,5 verschiebt sich das Stromminimum über $\frac{t}{T} = -0{,}5$ weiter nach links (Bilder 17 und 18). Für diesen Fall errechnet man einen bedeutend größeren Anodengleichstrom. Die ab

$$\frac{T_t}{T} \geqq 0{,}5$$

geltenden Gleichungen für I_{a_0}, i_a und I_{a_s} lassen sich unter der Annahme, daß $i_a = 0$ bei $\frac{t}{T} = -0{,}5$ liegt (Bild 17, Kurve II) wie folgt ableiten.

Gleichung (26) wird Null gesetzt und nach Einsetzen des Wertes $-0{,}5$ für $\frac{t}{T}$ nach I_{a_0} aufgelöst.

$$I_{a_0} = \frac{I_s}{ü}\left(\frac{1}{2} - \frac{T}{12\,T_t}\right). \qquad (32)$$

Nun verändert sich für diesen Fall die Gleichung (30), indem für I_{a_0} Gleichung (32) eingesetzt wird.

$$i_a = \frac{I_s}{ü}\Bigg[\underbrace{\frac{t}{T}}_{i_s} + \underbrace{\frac{T}{2\,T_t}\left(\frac{t}{T}\right)^2 - \frac{T}{24\,T_t}}_{i_p} + \underbrace{\frac{1}{2} - \frac{T}{12\,T_t}}_{I_{a_0}}\Bigg]. \qquad (33)$$

Selbstverständlich tritt auch hier wieder der Anodenspitzenstrom im Zeitpunkt $t = +10$ ms $\left(\frac{t}{T} = 0{,}5\right)$ auf und durch Einsetzen dieses Wertes in Gleichung (33) wird

$$I_{a_s} = \frac{I_s}{ü}. \qquad (34)$$

Die letzten Gleichungen sind nicht von besonderer Bedeutung für die Praxis, da $\frac{T_t}{T}$ sowieso nicht größer als 0,5 gewählt werden kann (Transformator!). Trotzdem sind sie aufgeführt, um den Verlauf von I_{a_0} und I_{a_s} als Funktion von $\frac{T_t}{T}$ auch über 0,5 zeichnen zu können. Das Verhalten der Ströme I_{a_0} und I_{a_s} in Abhängigkeit von $\frac{T_t}{T}$ veranschaulicht Bild 19a. Für den Verlauf dieser Funktion kann $\frac{I_s}{ü}$ vernachlässigt bzw. $\frac{I_{a_0}}{I_s/ü}$ und $\frac{I_{a_s}}{I_s/ü}$ gesetzt werden.

Mit der Darstellung der einzelnen errechneten Teilströme in einem Diagramm (Bild 20) soll die Berechnung des Stromverlaufes beendet werden. Das Verhältnis $\frac{T_t}{T} = 0{,}5$ wurde willkürlich festgelegt.

Durch die im Bild gewählte übersichtliche Darstellung kann gleichzeitig der bisher behandelte Stoff wiederholt werden. Es werden jetzt zusammenfassend die aus dieser mathematischen Zerlegung gewonnenen Erkenntnisse an Hand der Abbildungen gegenübergestellt und diskutiert.

Nimmt man die Bilder 18 und 19a zur Hand, so können daraus viele Schlüsse für die Bemessung des Ausgangstransformators gezogen werden.

Bild 19a zeigt deutlich, daß I_{a_0} bei $\frac{T_t}{T} = 0{,}29$ ein Minimum hat. Wird also ein kleiner Anodenruhestrom I_{a_0} gefordert, ist dieser Wert von 0,29 zu wählen, da I_{a_0} bei Abweichungen von $\frac{T_t}{T}$ nach links oder rechts wieder größer wird. Der Spitzenstrom I_{a_s} ist ebenfalls bei einem Verhältnis von $\frac{T_t}{T} \geqq 0{,}29$ günstiger, bleibt aber doch ab 0,5 konstant. Dementsprechend hat ein Verhältnis $\frac{T_t}{T} > 0{,}5$ keinen Einfluß auf den Spitzenstrom I_{a_s} mehr. Ein Verhältnis von $\frac{T_t}{T} \leqq 0{,}2$ ($T_t = 4$ ms) ist wegen des rapid ansteigenden Anodenruhe- und Anodenspitzenstromes und der starken parabolischen Verzerrung des Anodenwechselstromes nicht diskutabel. Bild 18 zeigt, daß $\frac{T_t}{T}$ in bezug auf eine möglichst kleine Verzerrung von i_a groß gewählt werden sollte. Bei einem Verhältnis von $\frac{T_t}{T} = 0{,}5$ liegt das Stromminimum am Bildanfang, was für die Sperrung der Endröhre während des Rücklaufes und für die Linearität des Anodenwechselstromes i_a günstig ist. Je kleiner $\frac{T_t}{T}$ wird, desto parabolischer wird i_a (siehe Bild 18) und benötigt größere Kompensationsspannungen. Auch findet man in dem Ansteigen des Spitzenstromes bei $\frac{T_t}{T} < 0{,}5$ Übereinstimmung mit Bild 19a. Es geht aber auch hervor, daß man $\frac{T_t}{T}$ nicht größer als 0,5 zu wählen braucht, da

1. die Verkleinerung der Verzerrung nicht mehr im Verhältnis zu dem Aufwand steht,
2. sich das Stromminimum noch weiter nach links als $t = -10$ ms verschiebt und somit der Strombedarf ansteigt.

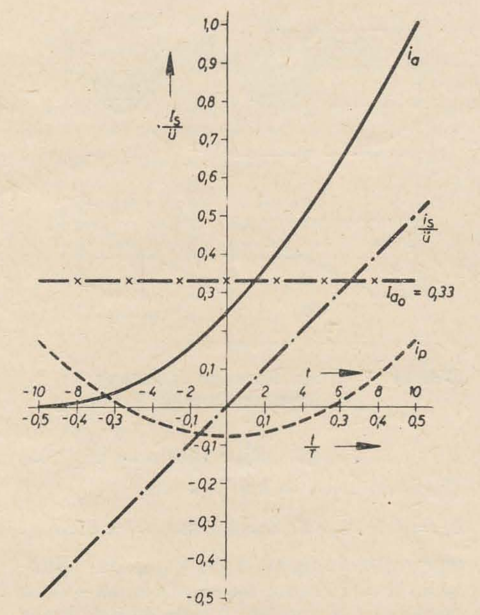


Bild 20: Zusammenfassende Darstellung der Teilströme und des Gesamtanodenstromes als Funktion der Zeit

Gegenüber einem rein sägezahnförmigen Anodenwechselstrom ist die Stromeinsparung des Anodenruhestromes nach Bild 19b bei

$$\frac{T_t}{T} = 0{,}5 \text{ gleich } 33\,\% \text{ und bei}$$

$$\frac{T_t}{T} = 0{,}29 \text{ gleich } 42\,\%.$$

Es ist noch zu beachten, daß bei $\frac{T_t}{T} = 0{,}29$ das Anodenstromminimum nicht mehr am Bildanfang bei $t = -10$ ms (Beginn des Hinlaufes) sondern bei $\frac{T_t}{T} = -0{,}29$ liegt. Dadurch tritt eine Verlängerung des Rücklaufes durch nicht mehr einwandfreie Sperrung der Röhre in dieser Zeit ein. Ebenfalls darf man i_a bei $\frac{t}{T} = -0{,}29$ nicht auf Null kommen lassen, da sonst störende Aus- und Einschwingvorgänge auftreten können. Unabhängig von $\frac{T_t}{T}$ wird ein Restanodenstrom von annähernd 5 mA ausreichend sein.

Abschließend kann festgestellt werden, daß es ratsam ist, die Zeitkonstante des Ausgangsübertragers nur in dem Bereich von 4···10 ms $\left(\frac{T_t}{T}\text{ von } 0{,}2\cdots0{,}5\right)$ zu variieren; unter $T_t = 4$ ms kommt wegen des relativ rasch ansteigenden Ruhestromes I_{a_0} und der großen parabolischen Verzerrung des Anodenstromes i_a nicht in Betracht. Ähnliches kommt auch für $T_t > 10$ ms in Frage, denn dann steigt der Anodenruhestrom ebenfalls (Bilder 19a und 19b). Die Induktivität und somit auch der Ausgangstransformator werden rasch größer, so daß nicht mehr wirtschaftlich gearbeitet werden kann. Die Zeitkonstante T_t ist innerhalb des oben genannten Bereiches dem Verwendungszweck entsprechend so zu wählen, daß bei möglichst geringem Aufwand ein hoher Wirkungsgrad erzielt wird.

Damit werden die Betrachtungen über den Stromverlauf abgeschlossen, und wir wenden uns den Berechnungen der zum einwandfreien Arbeiten notwendigen Spannungen zu.

Berechnung der Spannungen

Die erforderliche Anodenbetriebsspannung ermittelt man durch Addition der einzelnen Spannungsabfälle. Diese wer-

den beim größten Wert des Anodenstromes (bei $\frac{t}{T} = 0{,}5$, Ende des Hinlaufes) errechnet.
Auf der Sekundärseite entsteht infolge des gesamten Gleichstromwiderstandes R der schon erwähnte Spannungsabfall

$$U_R = i_s \cdot R \qquad (12)$$

bzw.

$$U_R = I_s \cdot R \cdot \frac{t}{T}. \qquad (12a)$$

Bei der Berechnung der Spannungsabfälle kann die Induktivität L_{abl} nicht mehr vernachlässigt werden. Es ergibt sich an ihr bei linearen Stromanstieg ein konstanter Spannungsabfall von

$$U_L = L_{abl} \cdot \frac{di_s}{dt} \qquad (35)$$

oder

$$U_L = L_{abl} \cdot \frac{I_s}{T}. \qquad (35a)$$

Die Spannungsfälle U_R und U_L werden jetzt auf die Primärseite übersetzt:

$$U_P = ü \cdot U_R = ü \cdot I_s \cdot R \cdot \frac{t}{T}, \qquad (13)$$

$$U_{P_L} = ü \cdot U_L = ü \cdot L_{abl} \cdot \frac{I_s}{T}. \qquad (36)$$

Weiterhin muß der Spannungsabfall am ohmschen Widerstand der Primärwicklung mit in die Rechnung eingesetzt werden.
Er ergibt sich zu:

$$U_v = R_v \cdot I_{a_s}. \qquad (37)$$

Dabei bedeuten

R_v = Wicklungswiderstand primär,
I_{a_s} = Anodenspitzenstrom.

Wird die Gittervorspannung vollautomatisch erzeugt, so muß der Gleichspannungsabfall am Katodenwiderstand berücksichtigt werden:

$$U_k = I_k \cdot R_k. \qquad (38)$$

I_k = Katodengleichstrom,
R_k = Katodenwiderstand.

Als Anodenspannungsminimum $U_{a_{min}}$ ergibt sich bei $\frac{t}{T} = 0{,}5$ demzufolge:

$$U_{a_{min}} = U_B - U \quad - U_{P_L} - U_v - U_k \qquad (39)$$

oder nach U_B aufgelöst, die notwendige Betriebsspannung der Ablenkstufe:

$$U_B = U_{a_{min}} + U_P + U_{P_L} + U_v + U_k \qquad (40)$$

Die beim Arbeiten der Ablenkstufe wirksam werdende Spitzenspannung ist von der Wahl des Ausgangsübertragers und den anderen Schaltmitteln abhängig. Die rechnerische, meist aber nur meßtechnisch durchgeführte Überprüfung auf Einhaltung der vorgeschriebenen Spannungsmaximalwerte erfolgt also am Schluß.
Damit wären die notwendigen theoretischen Vorbetrachtungen beendet und man kann mit der Dimensionierung der Vertikalendstufe nach vorausgegangenen Gesichtspunkten beginnen. Die Reihenfolge der Rechenoperationen einer solchen Dimensionierung ist von den vorgegebenen bzw. angenommenen Werten abhängig, d. h. die Forderungen, die an die zu berechnende Vertikalendstufe gestellt werden, müssen genau festliegen. In der Praxis wird meistens die Größe der abzulenkenden Bildröhre bekannt sein, weshalb auch hier davon ausgegangen werden soll.
Zur Verfügung stehe eine Bildröhre vom Typ MW 43—43 und ein Ablenksystem AT 1003. Der Schlüssel für die Bezeichnung der Katodenstrahlröhren sagt für die MW 43—43 folgendes aus:

A) 1. Buchstabe: M
magnetische Ablenkung in vertikaler wie horizontaler Richtung und magnetische Fokussierung

B) 2. Buchstabe: W
Schirm für Fernseh-Bildröhren mit weißlicher Fluoreszenz

C) Zahl vor dem Strich: 43
Diagonale des Leuchtschirmes 43 cm = 17″ (Zoll).

Weitere hier benötigte Daten der Bildröhre sind einem Datenblatt entnommen:
Ablenkwinkel diagonal max. 70°
Ablenkwinkel vertikal max. 53°
Nutzbare Bildhöhe h = 272 mm
Grenzwert der Hochspannung: 14 kV.
Das Ablenksystem weist folgende elektrische Daten auf:
Die Induktivität der Vertikalablenkspulen hat einen Wert L_{abl} = 8 mH und der ohmsche Widerstand der Vertikalablenkspulen beträgt R_{abl} = 9,6 Ω.
Die vertikale Ablenkempfindlichkeit des Ablenksystems ist vom Hersteller für 43-cm-Bildröhren mit

$$8{,}4\sqrt{U_a} \quad \text{in} \quad \frac{mA}{cm}$$

angegeben. U_a ist die Anodenspannung der Bildröhre und wird in kV (= 10^3 V) eingesetzt.
Mit der Ablenkempfindlichkeit des Ablenksystems und der max. Bildhöhe h läßt sich der erforderliche Ablenkspitzenstrom I_{ss} durch die Ablenkspulen errechnen. Der Index $_{ss}$ bedeutet, daß der Strom von Spitze zu Spitze gemessen wird (Bild 21).

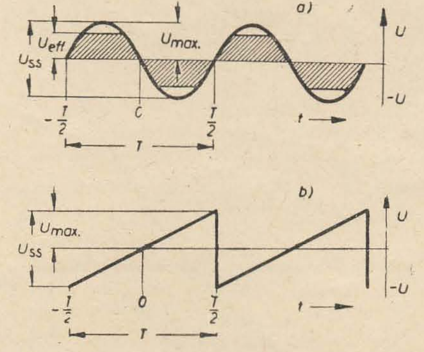


Bild 21: a) Sinusförmige Spannung
b) Sägezahnförmige Spannung

$$I_{ss} = 8{,}4 \cdot \sqrt{U_a} \cdot \text{Bildhöhe h} \qquad (41)$$

(I_{ss} in mA, U_a in kV, h in cm)

$$I_{ss} = 8{,}4 \cdot \sqrt{14} \cdot 27{,}2 = 855\, mA_{ss} = 0{,}855\, A_{ss}.$$

Zur vollständigen Ablenkung der Bildhöhe h = 272 mm bei der MW 43—43 in Vertikalrichtung ist also ein Strom durch die Ablenkspulen von 0,855 A_{ss} notwendig. Dieser benötigte Ablenkspitzenstrom I_{ss} (identisch mit I_s) kann auch meßtechnisch ermittelt werden. Die dazu erforderlichen Schaltungen zeigen Bild 22a und 22b. Bild 22a zeigt die Messung des Ablenkstromes direkt mit dem Strommesser bei sinusförmigem Wechselstrom. Die Ablenkspulen sind wie im normalen Betrieb auf dem Hals der Bildröhre angebracht und an dieser sind sämtliche Betriebsspannungen angelegt. (Achtung! Wenn die Zeilenspulen nicht mit auf dem Bildröhrenhals aufgeschoben sind oder diese von keinem Strom durchflossen werden, findet keinerlei horizontale Ablenkung statt. Das gleiche gilt auch für die Vertikalablenkspulen. Aus diesem Grund darf nur mit ganz geringer Helligkeit, oder mit anderen Worten, nur mit einem möglichst kleinen Strahlstrom gearbeitet werden, um beim Fehlen des horizontalen oder (und) vertikalen magnetischen Ablenkfeldes das Einbrennen des nicht abgelenkten Leuchtfleckes zu vermeiden. Deshalb äußerste Vorsicht.)

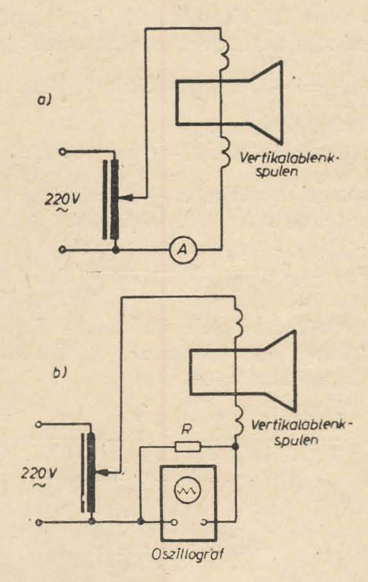


Bild 22: Meßschaltung zur Feststellung des benötigten Ablenkstromes
a) mit Strommesser
b) mit Oszillograf

Durch die Vertikalablenkspulen wird nun mittels eines Regeltransformators derjenige Strom geschickt, der zur gesamten Auslenkung (Bildhöhe h) notwendig ist. Am Strommesser wird dann der Strom abgelesen. Verwendet man als Strommesser ein handelsübliches Vielfachinstrument, welches den Effektivwert anzeigt, so muß der abgelesene Wert mit dem Faktor $2 \cdot \sqrt{2} = 2 \cdot 1{,}414 = 2{,}828$ multipliziert werden, um auf den Spitzenwert des Stromes I_{ss} zu gelangen.
Von dem rechnerisch ermittelten Ablenkspitzenstrom von I_{ss} = 0,855 A_{ss} ist also am Instrument nur ein Strom von

$$I_{eff} = 0{,}3\ A$$

ablesbar (genau wäre 0,3025 A).

Wird fortgesetzt

Berichtigung

Im Heft 24 auf S. 766 muß die Induktivität in Bild 12b L_{abl}' heißen. Die Formel im Bild 13a heißt richtig $ü^2 \cdot R = ü^2 (R_2 + R_{abl})$.



P. DAHMS

Kreisdiagramme und ihre Gewinnung durch konforme Abbildung

In früheren Aufsätzen ist mehrfach auf die Vorteile hingewiesen worden, die sich aus der Verwendung von grafischen Methoden zur Behandlung von Wechselstromaufgaben ergeben. Diese Vorteile treten insbesondere dann in Erscheinung, wenn ein fertiges Diagramm zur Lösung derartiger Aufgaben herangezogen werden kann. Solche Diagramme sind in vielen Veröffentlichungen anzutreffen, und mancher Praktiker hat sie bei Entwicklungsarbeiten bereits angewendet, vielfach ohne zu wissen, wie das betreffende Diagramm entstanden ist. Andere möchten solche Diagramme selbst entwerfen und wissen nicht, wie sie zu den geometrischen Daten kommen können.

Aus diesen Gründen soll nachstehend einmal darüber berichtet werden, wie solche Diagramme entstehen. Wir beschränken uns dabei auf drei in der HF-Technik gebräuchliche Kreisdiagramme und entwickeln diese mittels konformer Abbildung.

Um das Wesen der konformen Abbildung zu erläutern, wollen wir von den komplexen Größen $z = x + jy$, $w = u + jv$ und den dazugehörigen Koordinatensystemen bzw. den durch sie gebildeten Ebenen, die wir als z-Ebene und w-Ebene bezeichnen, ausgehen (Bild 1). In dem ersten zu besprechenden Beispiel möge z die Bedeutung eines komplexen Wider-

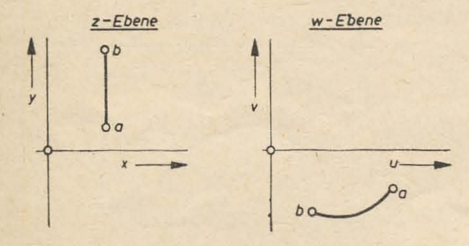


Bild 1: Darstellung einer Strecke in der z- und w-Ebene

standes und w die Bedeutung eines komplexen Leitwertes haben. w und z sind dann offenbar miteinander verknüpft durch eine Beziehung von der Form $w = \frac{1}{z}$. Ist x oder (und) y variabel, so nennt man z eine komplexe Veränderliche. $w = f(z) = \frac{1}{z}$ ist dann die Funktion einer komplexen Veränderlichen, und man bestätigt durch Einsetzen, daß in solchen Fällen sowohl u als auch v Funktionen von x und y sind. Die mathematische Disziplin, die sich mit solchen Funktionen komplexer Veränderlicher befaßt, ist die sog. Funktionentheorie und ein Teilgebiet von ihr die konforme Abbildung.

Allgemein kann nun ausgesagt werden, daß jedem Punkt der z-Ebene gemäß der genannten Funktion $w = f(z)$ ein Punkt der w-Ebene entsprechen muß, da sich die komplexen Größen z und w in ihren Koordinatensystemen grafisch darstellen lassen. Dabei wird die Mehrzahl der sich entsprechenden Punkte in beiden Koordinatensystemen eine verschiedene Lage haben; es gibt aber unter Umständen auch einzelne Punkte, die ihre Lage beibehalten. Solche Punkte heißen Fixpunkte der Abbildung (im betrachteten Beispiel $w = \frac{1}{z}$ sind die Punkte $z = \pm 1$ derartige Fixpunkte).

Durchläuft andererseits der Punkt z in der z-Ebene eine bestimmte Kurve, so tut dies auch der Punkt w in der w-Ebene (Bild 1). Obwohl die beiden aus ihrer Gesamtheit herausgelösten Kurvenstücke ein verschiedenes Aussehen zeigen, gelten für das Ganze doch bestimmte Gesetzmäßigkeiten, auf die später noch hingewiesen wird und aus denen sich der Name „konforme Abbildung" erklärt.

Um zu einem brauchbaren Diagramm zu gelangen, läßt man nun z nicht irgendwelche beliebige Kurven durchlaufen, sondern wählt markante Kurven aus. Zu diesen gehören in erster Linie die Geraden parallel zu den Koordinatenachsen sowie das Achsenkreuz selbst. Man erhält diese Kurven, indem man in der Beziehung $z = x + jy$ zunächst x konstant hält und y als variabel ansieht, dann umgekehrt verfährt und schließlich den Konstanten x bzw. y nacheinander verschiedene Werte zuordnet. Die so erhaltenen Geraden stellen in ihrer Gesamtheit das Koordinatennetz der z-Ebene dar. Die dazugehörigen Kurven in der w-Ebene ergeben sich dann im Beispiel $w = f(z) = \frac{1}{z}$ wie folgt:

Aus $z = \frac{1}{w}$ bzw.

$$x + jy = \frac{1}{u + jv} = \frac{u}{u^2 + v^2} - j \cdot \frac{v}{u^2 + v^2}$$

ergeben sich zunächst die beiden Gleichungen

$$x = \frac{u}{u^2 + v^2} \tag{1}$$

und

$$y = -\frac{v}{u^2 + v^2}. \tag{2}$$

Stellt man nun Gleichung (1) um und fügt die quadratische Ergänzung hinzu, um vollständige Quadrate herbeizuführen, so erhält man:

$$u^2 - \frac{u}{x} + \left(\frac{1}{2x}\right)^2 + v^2 = \left(\frac{1}{2x}\right)^2$$

oder in anderer Schreibweise:

$$\left(u - \frac{1}{2x}\right)^2 + v^2 = \left(\frac{1}{2x}\right)^2. \tag{3}$$

Entsprechend ergibt sich aus Gleichung (2):

$$u^2 + \left(v + \frac{1}{2y}\right)^2 = \left(\frac{1}{2y}\right)^2. \tag{4}$$

Gleichung (3) stellt für x = konst. einen

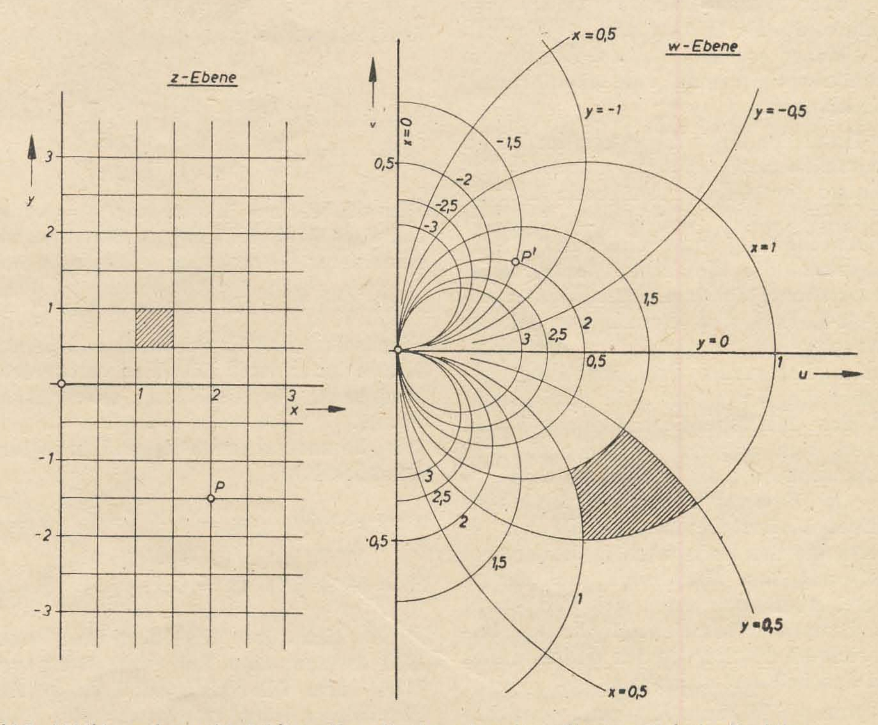


Bild 2: Abbildung des rechtwinkligen Koordinatennetzes der z-Ebene mittels der Funktion $w = f(z) = \frac{1}{z}$ auf die w-Ebene

Kreis mit dem Radius $r = \frac{1}{2x}$ dar, dessen Mittelpunkt auf der u-Achse im Abstand $\frac{1}{2x}$ vom Koordinatennullpunkt liegt. Ordnet man nun der Konstanten x der Reihe nach verschiedene Zahlenwerte zu, so zeigt es sich, daß die parallel zur y-Achse verlaufenden Geraden der z-Ebene als Kreise in der w-Ebene erscheinen, die sämtlich durch den Koordinatennullpunkt hindurchgehen (Bild 2). Die y-Achse selbst (x = o) geht dabei in die v-Achse über.

Ebenso liefert Gleichung (4) für y = konst. einen Kreis. Er besitzt den Radius $r = \frac{1}{2y}$, und sein Mittelpunkt liegt nunmehr auf der v-Achse im Abstand $-\frac{1}{2y}$ vom Ursprung. Die parallel zur x-Achse verlaufenden Geraden der z-Ebene werden also ebenfalls in Kreise überführt, die sämtlich durch den Koordinatennullpunkt hindurchgehen. Wie Bild 2 erkennen läßt, entsteht auf diese Weise in der w-Ebene eine Schar von Kreisen, die sich rechtwinkling schneiden (orthogonale Trajektorien). Damit zeigt sich, daß der rechte Winkel, unter dem sich die Kurven der z-Ebene schneiden, erhalten bleibt. Dies würde auch für andere Winkel gelten. Dem Bild 2 ist ferner zu entnehmen, daß beispielsweise der Punkt P der z-Ebene an der Stelle P′ in der w-Ebene wiedererscheint. Schließlich sind noch zwei Flächen schraffiert worden, die sich gegenseitig entsprechen. Die Fläche der w-Ebene hat zwar nicht mehr die Form eines Quadrates, wie es in der z-Ebene der Fall ist, jedoch würde sie sich immer mehr einem Quadrat nähern, je enger wir das Maschennetz der z-Ebene machen. Die Kurven in den beiden Ebenen sehen als Ganzes betrachtet verschieden aus, sind aber in den kleinsten Teilen doch ähnlich, da die Winkel und die Formen der Flächen erhalten bleiben. Aus diesem Grunde spricht man von „konformen“ Abbildungen.

An Hand des Kreisdiagramms im Bild 2 lassen sich unter anderem bekannte Ergebnisse der Ortskurventheorie bestätigen. Ändert sich beispielsweise in einer Reihenschaltung von Wirk- und Blindwiderstand die Blindkomponente, so ist die Ortskurve des komplexen Widerstandes (z-Ebene) eine Gerade parallel zur y-Achse und die Ortskurve des komplexen Leitwertes der Schaltung (w-Ebene) ein Kreis (bzw. ein Kreisbogen) mit dem Mittelpunkt auf der u-Achse. Ändert sich dagegen in der genannten Reihenschaltung die Wirkkomponente, so ist die Ortskurve des Widerstandes (z-Ebene) eine Gerade parallel zur x-Achse, die des Leitwertes (w-Ebene) ein Kreis mit dem Mittelpunkt auf der v-Achse. Aber auch wenn sich Wirk- und Blindkomponente gleichzeitig ändern, lassen sich die Ortskurven des Widerstandes und des Leitwertes angeben.

Der durch Bild 2 zum Ausdruck gebrachte Sachverhalt läßt sich zusammenfassend wie folgt wiedergeben: Es ist das rechtwinklige Koordinatennetz der z-Ebene

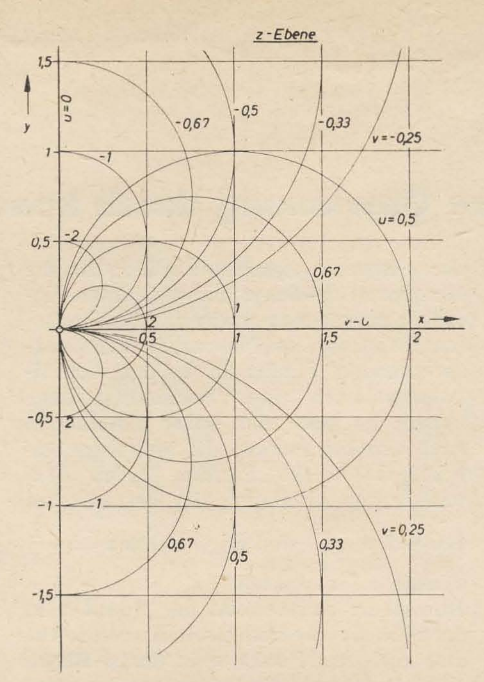


Bild 3: Abbildung des rechtwinkligen Koordinatennetzes der w-Ebene mittels der Funktion $w = f(z) = \frac{1}{z}$ auf die z-Ebene

mittels der Funktion $w = f(z) = \frac{1}{z}$ konform auf die w-Ebene abgebildet worden. Dabei haben wir uns auf die rechte Hälfte der z-Ebene beschränkt. Natürlich ist es auch möglich, das Koordinatennetz der w-Ebene auf die z-Ebene abzubilden. Bild 3 zeigt das Ergebnis. Die dazugehörigen Gleichungen können auf einem ähnlichen Wege wie vorher aus dem Ansatz

$$w = \frac{1}{z} \text{ bzw.}$$

$$u + jw = \frac{1}{x + jy} = \frac{x}{x^2 + y^2} - j \cdot \frac{y}{x^2 + y^2}$$

ermittelt werden;

$$\left(x - \frac{1}{2u}\right)^2 + y^2 = \left(\frac{1}{2u}\right)^2, \quad (5)$$

$$x^2 + \left(y + \frac{1}{2v}\right)^2 = \left(\frac{1}{2v}\right)^2. \quad (6)$$

Dies sind für u = konst. bzw. v = konst. ebenfalls Kreisgleichungen. Bei etwas allgemeinerer Betrachtung würde man herausfinden, daß die Funktion $w = \frac{1}{z}$ die Eigenschaft hat, Kreise der einen Ebene in Kreise der anderen Ebene zu verwandeln. Man sagt, die Abbildung sei kreisverwandt.

Wie die nachstehende Gegenüberstellung erkennen läßt,

$$z = x + jy \qquad w = u + jv \qquad w = \frac{1}{z}$$

$$\mathfrak{R} = R_r + jX_r \qquad \mathfrak{G} = G_P + jY_P \qquad \mathfrak{G} = \frac{1}{\mathfrak{R}}$$

eignet sich das Kreisdiagramm nach Bild 3 dazu, eine Reihenschaltung von Wirk- und Blindwiderstand so in eine Parallelschaltung zu verwandeln (oder umgekehrt), daß der komplexe Eingangswiderstand erhalten bleibt. Will man beispielsweise die Reihenschaltung $\mathfrak{R} = 20 + j \cdot 40\ \Omega$ durch eine Parallelschaltung mit gleichem Eingangswiderstand ersetzen, so trägt man den Punkt $z = \mathfrak{R}$ in das Diagramm nach Bild 3 unter Verwendung der rechtwinkligen Koordinaten ein (wobei es in diesem Falle zweckmäßig ist, alle Werte durch den Faktor 100 zu dividieren) und sucht die Parameter der beiden Kreise auf, die sich in diesem Punkte schneiden. Hier sind es die Kreise u = 1, v = —2. Mit Berücksichtigung des Faktors 100 ergibt sich der Leitwert der Schaltung zu $\mathfrak{G} = G_P + j \cdot Y_P = 0{,}01 - j \cdot 0{,}02$ S. Die dazugehörigen Widerstände findet man schließlich, indem man die genannten Kreise bis zum Schnittpunkt mit den Achsen verfolgt, zu $R_P = 100\ \Omega$, $X_P = 50\ \Omega$ induktiv. Bild 4 zeigt den in Betracht kommenden Ausschnitt aus Bild 3. Weiterhin können mit diesem Diagramm die Eingangswiderstände zusammengesetzter Schaltungen ermittelt sowie Transformationsaufgaben behandelt werden. Ein Beispiel möge das letztere erläutern. Ein reeller Widerstand von 100 Ω soll, indem der Widerstand zu einem Schwingungskreis ergänzt wird, in einen reellen Widerstand von 200 Ω transformiert werden. Welche Schaltelemente (bzw. deren Blindwiderstände) sind dazu erforderlich? Ausgehend vom Punkt x = 1 (entsprechend $R_r = 100\ \Omega$), gelangt man durch Reihenschaltung eines induktiven Blindwiderstandes von $X_r = 100\ \Omega$ (y = 1) zum Punkt a in Bild 5,

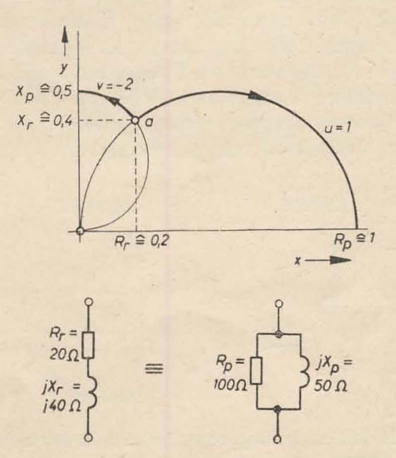


Bild 4: Ausschnitt aus dem Koordinatensystem nach Bild 3

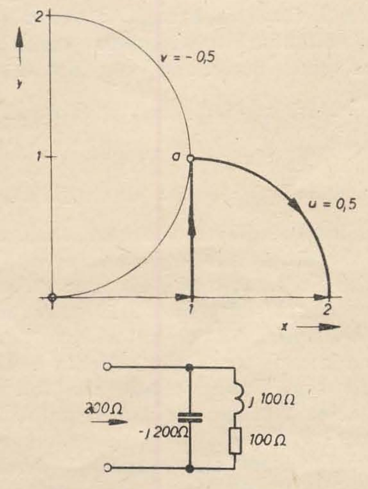


Bild 5: Darstellung einer gemischten Reihen- und Parallelschaltung in der z-Ebene

zu dem die kreisförmigen Koordinaten $u = 0{,}5$, $v = -0{,}5$ gehören. Der Leitwert der bisher erhaltenen Reihenschaltung beträgt somit $\mathfrak{G} = G_P + j \cdot Y_P = 0{,}005 - j \cdot 0{,}005$ S und besitzt mithin induktiven Charakter. Damit er reell wird, muß die induktive Blindkomponente durch eine gleichgroße kapazitive Blindkomponente kompensiert werden, d. h., es muß ein kapazitiver Widerstand von $1/0{,}005 = 200\ \Omega$ parallelgeschaltet werden. Bild 5 zeigt wiederum den entsprechenden Ausschnitt aus Bild 3.

Das bisher angewendete Kreisdiagramm wurde mit Hilfe der Funktion $w = f(z) = \frac{1}{z}$ ermittelt. Diese Funktion stellt jedoch nicht die einzige Möglichkeit dar, um zu einer konformen Abbildung zu gelangen. Es sind vielmehr auch andere Funktionen der Form $w = f(z)$ dazu geeignet, nur muß es sich um eine sog. analytische Funktion handeln. Eine solche liegt vor, wenn $f(z)$ nach z differenzierbar ist. Die Abbildung ist dann an allen Stellen konform, für welche der Differentialquotient $f'(z) \neq 0$ ist.

Ein weiteres häufig verwendetes Diagramm ergibt sich mittels der Funktion

$$w = f(z) = \frac{z - 1}{z + 1}. \qquad (7)$$

Wir wollen auch jetzt wieder das Koordinatennetz der z-Ebene auf die w-Ebene abbilden und führen die Zwischenrechnung wie nachstehend angegeben aus:

$$z = \frac{1 + w}{1 - w},$$

$$x + jy = \frac{1 - u^2 - v^2}{(1 - u)^2 + v^2} + j \cdot \frac{2v}{(1 - u)^2 + v^2}.$$

Hieraus ergeben sich die beiden Kreisgleichungen

$$\left(u - \frac{x}{x + 1}\right)^2 + v^2 = \left(\frac{1}{x + 1}\right)^2 \qquad (8)$$

und

$$(u - 1)^2 + \left(v - \frac{1}{y}\right)^2 = \left(\frac{1}{y}\right)^2. \qquad (9)$$

Bild 6 zeigt das daraus entwickelte Diagramm. Es ist unter der Bezeichnung „Smithsches Diagramm" bekannt und findet vorwiegend Anwendung bei der Lösung von Transformationsaufgaben mit Hilfe von Leitungen. Wie die Vierpoltheorie lehrt, besteht zwischen dem Anpassungsfehler am Ausgang und Eingang eines symmetrischen Vierpols (Leitung) die Beziehung:

$$\frac{\mathfrak{W}_1 - \mathfrak{Z}}{\mathfrak{W}_1 + \mathfrak{Z}} = e^{-2\gamma l} \cdot \frac{\mathfrak{R}_a - \mathfrak{Z}}{\mathfrak{R}_a + \mathfrak{Z}}.$$

Hierin bedeuten $\mathfrak{R}_a$ den Abschlußwiderstand, $\mathfrak{W}_1$ den Eingangswiderstand, $\mathfrak{Z}$ den Wellenwiderstand und $\gamma = \alpha + j\beta$ die Fortpflanzungskonstante der Leitung. Sieht man die Leitung als verlustlos an ($\alpha = 0$), so läßt sich die vorstehende Gleichung auf die Form bringen:

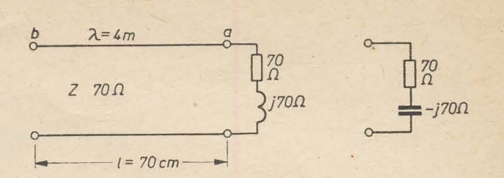
$$\frac{\frac{\mathfrak{W}_1}{Z} - 1}{\frac{\mathfrak{W}_1}{Z} + 1} = e^{-2j\beta l} \cdot \frac{\frac{\mathfrak{R}_a}{Z} - 1}{\frac{\mathfrak{R}_a}{Z} + 1}. \qquad (10)$$

Auf jeder Seite dieser Gleichung tritt mithin eine Beziehung von der Form der Gleichung (7) auf. Wir werden zeigen, wie man dieses Diagramm zur Ermittlung von Eingangswiderständen verwenden kann. z hat nunmehr die Bedeutung eines relativen Widerstandes, während w ein Maß für den Anpassungsfehler ist.

Ein einfaches Beispiel möge die Anwendung des Smithschen Diagramms erläutern. Eine UKW-Leitung mit einem Wellenwiderstand von $Z = 70\ \Omega$ und einer Länge von $l = 70$ cm ist mit einem komplexen Widerstand $\mathfrak{R}_a = R_a + j X_a = 70 + j\,70\ \Omega$ abgeschlossen. Wie groß ist ihr Eingangswiderstand bei einer Wellenlänge von $\lambda = 4$ m?

Der genannte Abschlußwiderstand hat in relativer Schreibweise den Wert $\frac{\mathfrak{R}_a}{Z} = 1 + j$. In der z-Ebene entspricht diesem Wert daher der Punkt $z = x + jy = 1 + j$. Überträgt man diesen Punkt in die w-Ebene, so ergibt sich der Punkt a im Bild 7. Die rechtwinkligen Koordinaten dieses Punktes würden die Wirk- und

Bild 6: Abbildung des rechtwinkligen Koordinatennetzes der z-Ebene mittels der Funktion $w = f(z) = \frac{z - 1}{z + 1}$ auf die w-Ebene (Kreisdiagramm von P. H. Smith)



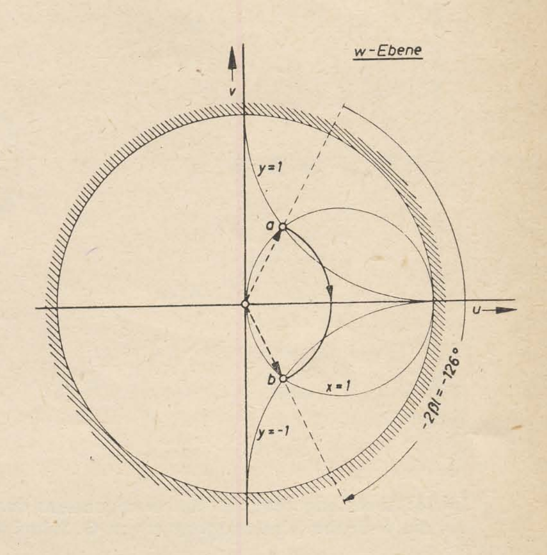


Bild 7: Darstellung einer Leitung mit komplexem Abschluß im Smithschen Diagramm

Blindkomponente des komplexen Ausdruckes $\frac{\frac{\mathfrak{R}_a}{Z} - 1}{\frac{\mathfrak{R}_a}{Z} + 1}$ liefern. Diese sind hier jedoch ohne Interesse. Um zur Lösung der Aufgabe zu gelangen, haben wir den vorstehenden Ausdruck gemäß Gleichung (10) vielmehr mit $e^{-2j\beta l}$ zu multiplizieren, d. h. den zum Punkt a führenden Zeiger um den Winkel $-2\beta l = -4\pi \frac{l}{\lambda} = -126°$ zu drehen. Dies ergibt den Punkt b im Bild 7, in dem sich die beiden Kreise $x = 1$ und $y = -1$ schneiden. Es ist somit $\frac{\mathfrak{W}_1}{\mathfrak{Z}} = 1 - j$ und damit $\mathfrak{W}_1 = 70 - j\,70\ \Omega$. Überträgt man den Punkt b zurück in die z-Ebene, so erkennt man, daß die Leitung den komplexen Wert z (von dem wir ausgingen) in den konjugiert-komplexen Wert z^* verwandelt hat. Um die Drehung des Zeigers nicht mit einem Winkelmesser ausführen zu müssen, hat man dem vollständigen Smithschen Diagramm noch eine $\frac{l}{\lambda}$-Teilung auf der Peripherie des äußeren Begrenzungskreises beigegeben. Der zum Punkt a führende Zeiger liefert dann in seiner Verlängerung einen bestimmten $\frac{l}{\lambda}$-Wert. Addiert man zu diesem Wert die relative Länge der Leitung (im Beispiel $\frac{l}{\lambda} = 0{,}175$), so ergibt sich nunmehr die Richtung des zum Punkt b führenden Zeigers, während seine Länge mit der des ersten Zeigers übereinstimmt.

Der Eingangswiderstand eines verlustlosen, symmetrischen Vierpols läßt sich nicht nur an Hand der Gleichung (10) ermitteln, sondern auch mit Hilfe der Beziehung:

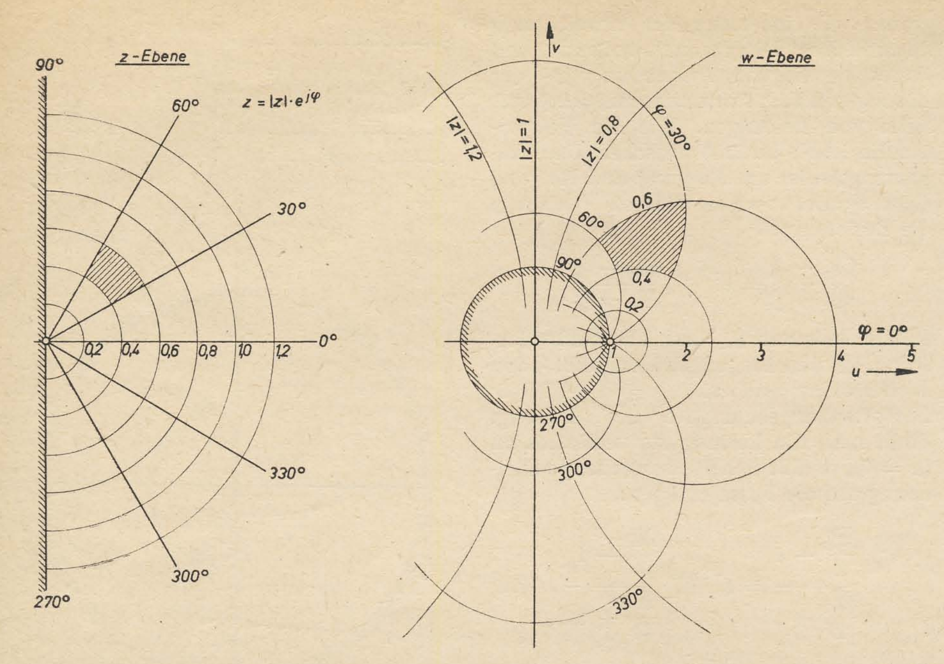


Bild 8: Abbildung des Polarkoordinatennetzes der z-Ebene mittels der Funktion $w = f(z) = \frac{1+z}{1-z}$ auf die w-Ebene (Kreisdiagramm von O. Schmidt)

$$\mathfrak{W}_1 = Z \cdot \frac{\mathfrak{R}_a \cos\beta l + jZ\sin\beta l}{Z\cos\beta l + j\mathfrak{R}_a \sin\beta l}. \quad (11)$$

Beachtet man, daß für

$\cos\beta l = \frac{e^{j\beta l} + e^{-j\beta l}}{2}$ und für

$\sin\beta l = \frac{e^{j\beta l} - e^{-j\beta l}}{2j}$ geschrieben werden kann, so geht Gleichung (11) über in

$$\frac{\mathfrak{W}_1}{Z} = \frac{1 + \frac{\mathfrak{R}_a - Z}{\mathfrak{R}_a + Z} \cdot e^{-2j\beta l}}{1 - \frac{\mathfrak{R}_a - Z}{\mathfrak{R}_a + Z} \cdot e^{-2j\beta l}} = \frac{1 + \left|\frac{\mathfrak{R}_a - Z}{\mathfrak{R}_a + Z}\right| \cdot e^{j(\xi - 2\beta l)}}{1 - \left|\frac{\mathfrak{R}_a - Z}{\mathfrak{R}_a + Z}\right| \cdot e^{j(\xi - 2\beta l)}}. \quad (12)$$

Setzt man hierin zur Abkürzung

$$\left|\frac{\mathfrak{R}_a - Z}{\mathfrak{R}_a + Z}\right| \cdot e^{j(\xi - 2\beta l)} = z = |z| \cdot e^{j\varphi} \quad (13)$$

ein, so nimmt Gleichung (12) die Form

$$w = \frac{1+z}{1-z} \quad (14)$$

an, und wir gelangen zu einem weiteren Kreisdiagramm, wenn wir das Polarkoordinatensystem der z-Ebene mittels der vorstehenden Funktion $w = f(z)$ konform auf die w-Ebene abbilden.

Wenden wir uns zunächst dem Betrag der komplexen Größe z zu, so erhalten wir aus Gleichung (14):

$$|z| \cdot |w + 1| = |w - 1|,$$
$$|z| \cdot |u + 1 + jv| = |u - 1 + jv|,$$
$$|z|^2 \cdot [(u+1)^2 + v^2] = (u-1)^2 + v^2$$

und hieraus nach einer Zwischenrechnung die Kreisgleichung

$$\left[u + \frac{|z|^2 + 1}{|z|^2 - 1}\right]^2 + v^2 = \left[\frac{2|z|}{|z|^2 - 1}\right]^2. \quad (15)$$

Die konzentrischen Kreise der z-Ebene ($|z| =$ konst.) werden mithin in Kreise der w-Ebene überführt, deren Mittelpunkt auf der u-Achse liegt (Bild 8).

Um zu erfahren, wie sich die Strahlen des konstanten Winkels der z-Ebene abbilden, formen wir Gleichung (14) um in

$$z = \frac{w-1}{w+1} = \frac{u - 1 + jv}{u + 1 + jv} = \frac{u^2 + v^2 - 1 + 2jv}{(u+1)^2 + v^2}$$

und erhalten aus

$$\tan\varphi = \frac{2v}{u^2 + v^2 - 1}$$

die Kreisgleichung

$$u^2 + \left(v - \frac{1}{\tan\varphi}\right)^2 = \left(\frac{1}{\sin\varphi}\right)^2. \quad (16)$$

Auch die Strahlen des konstanten Winkels der z-Ebene werden mithin in Kreise überführt, jedoch liegt ihr Mittelpunkt auf der v-Achse (Bild 8). Als Ganzes gesehen entsteht wiederum ein Diagramm mit Kreisen, die sich in allen Punkten rechtwinklig schneiden. Im Bild 8 haben wir uns wieder auf die Abbildung der rechten Hälfte der z-Ebene beschränkt, die linke Hälfte würde sich auf das Innere des markierten Kreises der w-Ebene abbilden.

Um zu einem bequem anwendbaren Diagramm zu gelangen, genügt es, für die weiteren Überlegungen reelle Abschlußwiderstände heranzuziehen, denn Gleichung (13) kann in

$$z = \left|\frac{\mathfrak{R}_a - Z}{\mathfrak{R}_a + Z}\right| \cdot e^{j(\xi - 2\beta l)} = \left|\frac{\frac{R_a'}{Z} - 1}{\frac{R_a'}{Z} + 1}\right| \cdot e^{-2j\beta l'}$$

umgeformt werden. Das bedeutet, daß eine komplex abgeschlossene Leitung bestimmter Länge stets durch eine reell abgeschlossene Leitung mit geänderter Leitungslänge ersetzt werden kann. Die Kreise mit dem Mittelpunkt auf der reellen Achse im Bild 8 können dann statt mit z-Werten mit R/Z-Werten beschriftet werden, weshalb man sie kurz „Widerstandskreise" nennt. Ebenso können die Kreise mit dem Mittelpunkt auf der imaginären Achse nunmehr statt mit φ-Werten mit relativen Längen $\frac{l}{\lambda}$ beschriftet werden, weshalb sie kurz „Längenkreise" genannt werden. Ein solches Diagramm, welches zuerst von O. Schmidt angegeben worden ist, ist in den bekannten Büchern der Dezitechnik zu finden, so daß auf eine nochmalige Abbildung verzichtet werden kann.

Neuartiges Röhrenvoltmeter mit Ziffernanzeige

In der amerikanischen Fachzeitschrift „Radio Electronics" wird ein neuartiges Röhrenvoltmeter der Firma Hycon beschrieben, das durch seine besondere Art der Anzeige des Meßresultats auffällt. An Stelle einer Skala ist hierfür ein dreistelliger Zähler eingesetzt. Mit ihm wird die Einstellung eines automatischen Kompensators wiedergegeben, der über eine Servoanordnung gesteuert wird. Die Meßbereiche des Röhrenvoltmeters entsprechen denen für andere handelsübliche Typen. Es lassen sich z. B. Gleichspannungen von 1, 10, 100 und 1000 V bei einem Eingangswiderstand von 11 MΩ messen.

Neuartig an diesem Röhrenvoltmeter ist der Wechselspannungsverstärker für den Servoantrieb. Seine Eingangsröhre liegt am Umschaltkontakt eines Meßzerhakkers, dessen beiden festen Kontakten die Ausgangsspannung des Meßspannungsteilers und die Vergleichsspannung zugeführt wird. Der Zerhacker wird synchron vom Wechselstromnetz betrieben. So ergibt sich eine Amplitude und Phasenlage der zu verstärkenden Netzwechselspannung, die von der Größe und der Polarität des Unterschieds zwischen Meßspannung und Vergleichsspannung abhängig ist. Der Servomotor wird von der Gegentaktendstufe des Dreiröhrenverstärkers so versorgt, daß seine Drehrichtung jeweils den Unterschied der beiden Spannungen zu verkleinern sucht. Sind beide Spannungen am Meßzerhacker gleich, so verschwindet die Antriebsspannung des Motors, und der Abgleich ist beendet. Ist die Meßspannung für den eingestellten Bereich zu hoch, d. h. übersteigt sie am Eingang des Meßzerhackers die maximale Gegenspannung von 1 V, so beendet ein Begrenzungsschalter die Bewegung des Meßpotentiometers und damit des Zählers spätestens, wenn die Anzeige 999 um 40 überschritten hat. Auf diese Weise können keine Irrtümer bei falsch eingestellten Meßbereichen auftreten. *Bau-*

Literatur

Radio Electronics April 1956, Seite 44.

Dipl.-Ing. ALEXANDER RASCHKOWITSCH

Meßgeräte und Meßverfahren

Elektronische Meßeinrichtungen der Funkwerkstatt Teil 1

Röhrenvoltmeter

Soll eine Spannung möglichst verlustlos gemessen werden, d. h. soll sie durch die Messung nicht wesentlich verfälscht werden, so kann unter Umständen (z. B. bei Gitterspannungsmessungen oder bei Messungen an Schwingungskreisen) ein gewöhnliches Drehspulvoltmeter, gegebenenfalls mit Gleichrichter, nicht direkt Verwendung finden. Um fehlerfreie Messungen an hochohmigen Meßobjekten zu erhalten, darf die Belastung durch das Meßgerät nur sehr gering sein.

Die leistungslose Steuerung einer Röhre — da kein Gitterstrom fließt, erfolgt die Steuerung des Anodenstromes leistungslos — durch Verschieben des Arbeitspunktes mit Hilfe der zu messenden Spannung ermöglicht eine praktisch verlustlose Spannungsmessung.

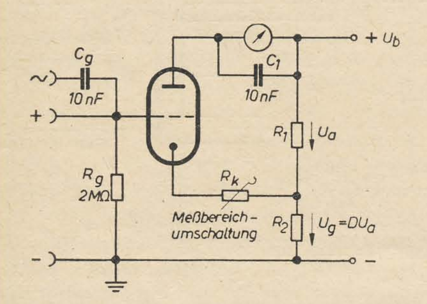


Bild 1: Grundschaltung eines Richtverstärker-Röhrenvoltmeters

Als Grundschaltung eines verlustlosen Spannungsmessers wird meist der Anodengleichrichter (Richtverstärker) verwendet (Bild 1). Führt man den Eingangsklemmen keine Spannung zu, so fließt im Anodenkreis der Röhre kein Strom, da die hohe negative Gittervorspannung die Röhre sperrt [Anodengleichrichter vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 17 (1955) S. 538, Bild 409].

Wird den Eingangsklemmen eine Gleichspannung so zugeleitet, daß das positive Spannungsende dem Gitter aufgedrückt wird, so wirkt die positive Spannung der negativen Gittervorspannung entgegen und öffnet die Röhre, so daß ein der aufgedrückten Spannung proportionaler Anodenstrom fließt und von einem mA-Meter angezeigt wird.

Bei Wechselspannungsmessungen und quadratischer Röhrenkennlinie wird durch das mA-Meter im Anodenkreis der Halbwelleneffektivwert und bei linearer Kennlinie der Halbwellenmittelwert angezeigt. Gibt man der Röhre eine so hohe negative Vorspannung, daß nur während der Spitzen der positiven Halbwellen ein Anodenstrom fließt, so wird vom mA-Meter der Scheitelwert der Meßspannung angezeigt. Der Arbeitspunkt des Röhrenvoltmeters liegt meist etwa beim Anodenruhestrom Null (B-Betrieb).

Die negative Gittervorspannung wird zur Erzielung einer von Betriebsspannungsschwankungen unabhängigen Anzeige an einem Spannungsteiler abgegriffen, der im Verhältnis des Röhrendurchgriffes unterteilt ist. Beträgt der Durchgriff z. B. 5%, so ist das Spannungsteilerverhältnis 1 : 20. Schwankt die Betriebsspannung U_b, so ändern sich U_a und U_g derart, daß der Anodenstrom konstant bleibt. Es gilt nämlich $\Delta U_g/\Delta U_a = D \Delta U_a/\Delta U_a = D$, was definitionsgemäß nur für einen konstanten Anodenstrom gelten kann [vgl. auch DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 2 (1953) S. 59, Bild 80].

Der zusätzliche Katodenwiderstand R_k bewirkt eine Gegenkopplung, die eine höhere Stabilität gegen Betriebsspannungsschwankungen und eine weitgehende Linearisierung der Röhrenkennlinie und damit des Skalenverlaufes ermöglicht. Bei steigendem Anodenstrom steigt die automatische Gittervorspannung an R_k und verschiebt den Arbeitspunkt soweit ins Negative, daß Meßspannungen bis zu 80% der Anodengleichspannung aufgenommen werden können. Die Meßbereichumschaltung kann sehr einfach durch Ändern des Katodenwiderstandes erfolgen. Der kleine Anodenruhestrom (B-Betrieb) wird aus Gründen einer Bedienungsvereinfachung meist nicht unterdrückt (kompensiert), so daß der mechanische und der elektrische Nullpunkt des Meßgerätes nicht zusammenfallen.

Die Eichung des Gleich- und Wechselspannungsbereiches erfolgt getrennt. Ein gewisser Nachteil des Anodengleichrichters besteht darin, daß die Schaltung für kleinere Spannungen etwas unempfindlich ist.

Zur Messung kleiner Spannungen (< 2 V) verwendet man den empfindlicheren Gittergleichrichter (Audionschaltung). Er hat jedoch den Nachteil, daß die zu messende Spannung durch den fließenden Gitterstrom belastet wird, so daß man den Gitterableitwiderstand möglichst hoch wählen muß (10 MΩ). Im Gegensatz zum Anodengleichrichter sinkt hier beim Anlegen einer Wechselspannung der Anodenstrom [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 17 (1955) S. 537, Bild 406]. Das Anzeigegerät würde daher eine linkslaufende Skala erhalten, d. h., bei Vollausschlag ist die Eingangsspannung (Meßspannung) gleich Null. Um diesen ungebräuchlichen Skalenverlauf zu vermeiden und die hohe Empfindlichkeit voll auszunützen, wird der Ruhestrom der Audionschaltung in der Regel kompensiert (Bild 2). Der Strom einer Hilfsstromquelle U_H (in der Regel der Spannungsabfall an einem Widerstand) durchfließt über einen Vorwiderstand R_v das Anzeigegerät im entgegengesetzten Sinn wie der Ruhestrom. Bei Gleichheit beider Ströme zeigt das Instrument Null an. Wird nun dem Gitter eine Spannung aufgedrückt, so nimmt der Anodenstrom entsprechend ab, und die Hilfsstromquelle bewirkt einen Ausschlag nach rechts. Die Meßbereichumschaltung erfolgt hier durch Nebenwiderstände zum Anzeigegerät.

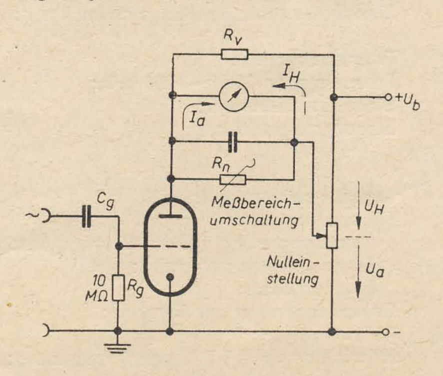


Bild 2: Grundschaltung eines Audionröhrenvoltmeters

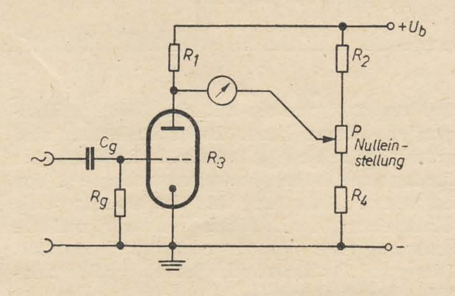


Bild 3: Audionröhrenvoltmeter in Brückenschaltung

Die Kompensation des Ruhestromes kann auch durch eine Brückenschaltung vorgenommen werden (Bild 3). Drei Brückenzweige bestehen aus drei gleichen Widerständen, die dem Innenwiderstand der Röhre im vierten Brückenzweig gleich sind. Kleine Abweichungen können durch das Potentiometer P ausgeglichen werden. In der Brückendiagonale liegt ein empfindliches Anzeigegerät. Legt man an die Meßklemmen eine Spannung an, so ändert sich der Innenwiderstand der Röhre, d. h., die Brücke wird verstimmt, und es fließt ein mit der Meßspannung steigender Indikatorstrom, der von dem direkt in Volt geeichten Meßgerät angezeigt wird.

Die beiden Kompensationsschaltungen nach Bild 2 und Bild 3 haben den Nachteil, daß sich beim Einschalten des Voltmeters der Röhrenwiderstand während der Anheizdauer ändert. Die Schaltungen sind daher beim Einschalten nicht im Gleichgewicht, was zu beträchtlichen Überlastungen des empfindlichen Anzeigegerätes führen kann. Dies wird vermieden, wenn man statt des Brückenwiderstandes R_4 (Bild 3) eine der Meßröhre gleiche zweite Röhre (Zwillingsröhre) verwendet, so daß die Anheizverhältnisse der beiden Röhren und damit auch ihre Innenwiderstände gleich sind.

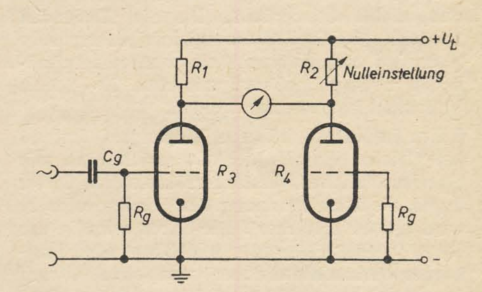


Bild 4: Brückenschaltung eines Audionröhrenvoltmeters mit zwei gleichen Röhren

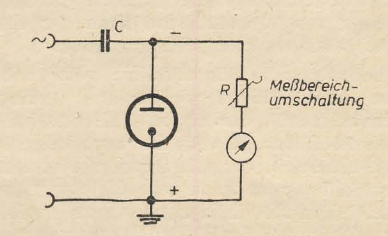


Bild 5: Grundschaltung eines Diodenröhrenvoltmeters

Einen besonders einfachen Aufbau des Röhrenvoltmeters gestatten Diodenschaltungen (Bild 5). Sie haben weiter den Vorteil einer fast linearen Skala und eines großen Aussteuerbereiches (Meßbereiches). Schaltungstechnisch ist die Parallelschaltung zu bevorzugen, da sie im Meßobjekt keinen Gleichstromweg erfordert. Die Parallelschaltung hat allerdings den Nachteil, daß sie einen kleineren Eingangswiderstand besitzt ($R_d \approx R/3$) als die Reihenschaltung ($R_d \approx R/2$) und damit das Meßobjekt stärker belastet [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 15 (1955) S. 475, 476]. Bei großem Arbeitswiderstand R ist die Gleichspannung (Richtspannung) etwa so groß wie der Scheitelwert der zugeführten Wechselspannung (Spitzengleichrichtung). Die Eichung des Anzeigeinstrumentes erfolgt jedoch meist in Effektivwerten. Der Ein-

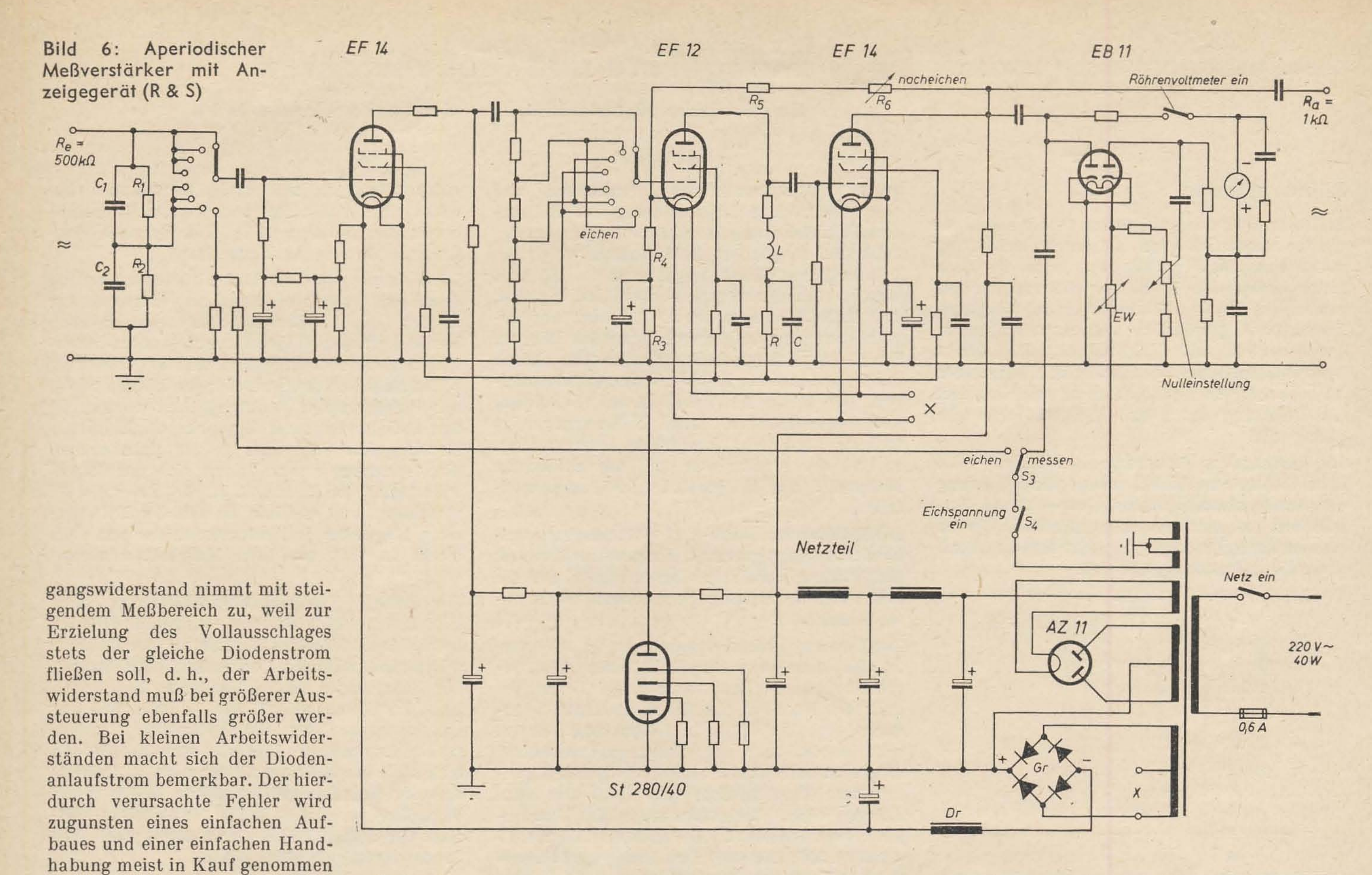


Bild 6: Aperiodischer Meßverstärker mit Anzeigegerät (R & S)

gangswiderstand nimmt mit steigendem Meßbereich zu, weil zur Erzielung des Vollausschlages stets der gleiche Diodenstrom fließen soll, d. h., der Arbeitswiderstand muß bei größerer Aussteuerung ebenfalls größer werden. Bei kleinen Arbeitswiderständen macht sich der Diodenanlaufstrom bemerkbar. Der hierdurch verursachte Fehler wird zugunsten eines einfachen Aufbaues und einer einfachen Handhabung meist in Kauf genommen und nicht unterdrückt. Da die fließenden Diodenströme bei Spitzengleichrichtung sehr klein sind, müssen sie mit einem stromempfindlichen Drehspulmeßwerk mit etwa 20···50 μA Vollausschlag gemessen werden.

Einen bedeutend höheren Eingangswiderstand bei gleicher Empfindlichkeit erzielt man mit einer zusätzlichen Verstärkerröhre, deren Gitter durch die Richtspannung der Diode gesteuert wird (Richtverstärker). Die Diode wird in der Regel in einem besonderen Meßkopf oder Tastkörper (Aluminiumbecher von etwa 40 mm Durchmesser und 100 mm Länge) eingebaut und mit dem Verstärker durch flexible Zuleitungen verbunden. Mit einer solchen Tastdiode kann man dicht an die Meßstelle herangehen. Bei Verwendung von Kristalldioden kann der Tastkörper besonders kleingehalten werden.

Die Bedeutung der Röhrenvoltmeter liegt neben ihrem hohen Eingangswiderstand (geringer Eigenverbrauch), der bis zu 3 MHz zwischen 0,1 bis 1 MΩ beträgt, vor allem auch im großen Frequenzbereich, der mit ihnen meßtechnisch überbrückt werden kann (von Gleichspannung bis zu einigen 1000 MHz). Änderungen der Röhrenkennlinien und der Einfluß der Betriebsspannungsquellen haben allerdings eine geringe Meßgenauigkeit von nur 5···10% zur Folge, die jedoch für die meisten praktischen Messungen ausreichend ist. Die Meßgenauigkeit kann durch Stabilisierung der Betriebsspannungen bis höchstens 2···3% gesteigert werden. Die Meßbereichumschaltung erfolgt meist durch Ändern des Arbeits- bzw. Katodenwiderstandes. Die Verwendung von Spannungsteilern zur Herabsetzung der Meßspannung ist unter Umständen unzweckmäßig, da mit dem Meßbereich auch der Eigenverbrauch steigt. Die Anzeige der Röhrenvoltmeter ist stark von der Kurvenform der Meßspannung abhängig. Die Eichung gilt nur für reine Sinusform.

Technische Daten des aperiodischen Meßverstärkers

Spannungsmeßbereiche:	Verstärkungsgrad:
0,05 mV Vollausschlag	50000
0,25 mV Vollausschlag	10000
1,0 mV Vollausschlag	2500
5,0 mV Vollausschlag	500
25 mV Vollausschlag	100
100 mV Vollausschlag	25
500 mV Vollausschlag	5
Anzeige:	direkt, in Effektivwerten geeicht, linear
Anzeigefehler:	<± 5% v. Endwert bei Sinusform
Verstärkungsgradfehler:	<± 3%
Einfluß der Netzspannungsschwankung:	± 0,5 · n % bei ± n % Änderung der Netzspannung
Frequenzbereich:	50 Hz···200 kHz
Frequenzgang 50 Hz···200 kHz:	<± 3%
Eingangswiderstand:	500 kΩ
Eingangskapazität:	35 pF in den 0,05/0,25; 2,0/5,0-mV-Bereichen 12 pF in den 25/100/500-mV-Bereichen
Ausgangswiderstand:	1 kΩ
Störspannungen:	
Rauschspannung auf den Eingang bezogen:	
Eingang kurzgeschlossen:	etwa 5 μV_{eff}
Eingang offen:	etwa 15 μV_{eff}
Brummspannung am Ausgang:	5 mV
Röhrenklingen:	nicht störend
Klirrfaktor bei 2,5 V Ausgangsspannung:	
unbelasteter Ausgang:	etwa 0,5%
eingeschaltetes Röhrenvoltmeter:	etwa 3%
Stromversorgung:	220-V-Wechselspannungnetz Verbrauch 40 W

Meßverstärker

Meßverstärker dienen zur Verstärkung schwacher Wechselspannungen, die so weit verstärkt werden, daß man sie mit den üblichen Meßgeräten messen kann. Die Schaltungen sind grundsätzlich die gleichen wie die der Verstärker für funktechnische Übertragungsanlagen[1]). Von besonderer Bedeutung ist hier allerdings die Stabilisierung der Betriebsspannungen, weil ihre Änderung den Verstärkungsgrad beeinflußt. Dieser soll für Meßzwecke jedoch zeitlich möglichst konstant sein.

Meßverstärker werden in der Regel als aperiodische Verstärker ausgebildet und besitzen einen großen Frequenzumfang. Im allgemeinen sind an Meßverstärker folgende Bedingungen zu stellen:

1. möglichst großer und konstanter Verstärkungsgrad,

[1]) Vgl. RADIO UND FERNSEHEN, Lehrgang Funktechnik, Hörrundfunk, Kapitel: Röhrenverstärker.

2. keine linearen Verzerrungen (frequenzlineare Verstärkung),
3. möglichst kleiner Klirrfaktor,
4. keine Phasenverzerrungen (phasenlineare Verstärkung),
5. geringes Rauschen,
6. geringe Brummstörung.

Der im Bild 6 dargestellte aperiodische Meßverstärker mit Anzeigegerät kann auch als Millivoltmeter verwendet werden. Die Stromversorgung erfolgt über einen stabilisierten Netzteil, dessen Gleichspannung sorgfältig gesiebt ist. Zur Erzielung einer brummfreien Verstärkung wird die Heizung und die Gittervorspannung der ersten Röhre einem Gleichrichter in Graetzschaltung über Siebglieder (Dr, C) entnommen.

Die Verstärkungsregelung bzw. Meßbereichumschaltung erfolgt einmal durch Spannungsteilung am Verstärkereingang und zum anderen mit Hilfe eines Teilers im Anodenkreis der ersten Röhre. Die Eingangsschaltung ist so ausgebildet, daß die Frequenzabhängigkeit der Röhren- und Schaltkapazitäten, die bei höheren Frequenzen einen untragbar hohen Meßfehler verursachen würde, weitgehendst kompensiert ist. Dafür sorgen die den Teilwiderständen R_1, R_2 parallelgeschalteten Kondensatoren C_1, C_2, die das Spannungsteilerverhältnis frequenzunabhängig halten, weil im gleichen Maße wie R_2 durch C_2 auch R_1 durch C_1 mit steigender Meßfrequenz verkleinert wird. Das Verhältnis der Parallelschaltungen R_1, C_1 und R_2, C_2 zueinander bleibt aber konstant.

Die im Anodenkreis der ersten Röhre abgegriffene Anodenteilspannung steuert eine weitere Verstärkerröhre, die zur Erhöhung der Stabilität zum Teil (R_4) gegengekoppelt ist (10%). Aus dem gleichen Grunde ist auch deren Gittervorspannung im wesentlichen fremd erzeugt mit Hilfe des Spannungsteilers R_3 bis R_6. Anodenstromschwankungen als Folge der Betriebsspannungsänderungen haben also praktisch keinen Einfluß auf die Gittervorspannung. Die stabilisierende Wirkung der Gegenkopplung läßt sich leicht nachweisen. Für den Verstärkungsfaktor einer rückgekoppelten Stufe gilt [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 7 (1954) S. 218, Gl. (107)]:

$$\mathfrak{V}' = \frac{\mathfrak{V}}{1 - \mathfrak{K}\mathfrak{V}}.$$

Hat z. B. die Verstärkerstufe eine Verstärkung von $\mathfrak{V} = 100$ fach und beträgt die Gegenkopplung $\mathfrak{K} = -0{,}1$, so ist:

$$\mathfrak{V}' = \frac{100}{1 + 0{,}1 \cdot 100} = \frac{100}{11} = 9{,}1 \text{ fach}.$$

Steigt die Verstärkung $\mathfrak{V}$ z. B. durch Überspannung um 50% auf das 150 fache, so wird:

$$\mathfrak{V}' = \frac{150}{1 + 0{,}1 \cdot 150} = \frac{150}{16} = 9{,}375.$$

Die Gesamtverstärkung ist demnach auf 1,03 des ursprünglichen Wertes, d. h. nur um 3%, gestiegen. Sinkt die Verstärkung durch Unterspannung auf 50 fach, so gilt:

$$\mathfrak{V}' = \frac{50}{1 + 0{,}1 \cdot 50} = \frac{50}{6} = 8{,}34.$$

Die Gesamtverstärkung sinkt auf das 0,915-fache des ursprünglichen Wertes, d. h., sie ist nur um 8,5% geringer geworden. Eine Verstärkungsschwankung um ± 50% wird durch Gegenkopplung auf etwa ± 6% herabgesetzt.

Im Anodenkreis der zweiten Verstärkerröhre befindet sich eine RLC-Entzerrerschaltung für hohe und tiefe Meßfrequenzen. Die hohen Frequenzen werden durch die Drossel L und die tiefen durch den Widerstand R angehoben, wobei gleichzeitig auch eine Phasenentzerrung bewirkt wird [vgl. auch DEUTSCHE FUNK-TECHNIK Nr. 2 (1954) S. 58]. Die entzerrte und nochmals verstärkte Meßspannung wird kapazitiv ausgekoppelt und mit einem Diodenröhrenvoltmeter gemessen, dessen Anlaufstrom durch eine Brückenschaltung kompensiert ist. Der Heizstrom der Meßdiode ist durch einen Eisenwasserstoffwiderstand (EW) stabilisiert.

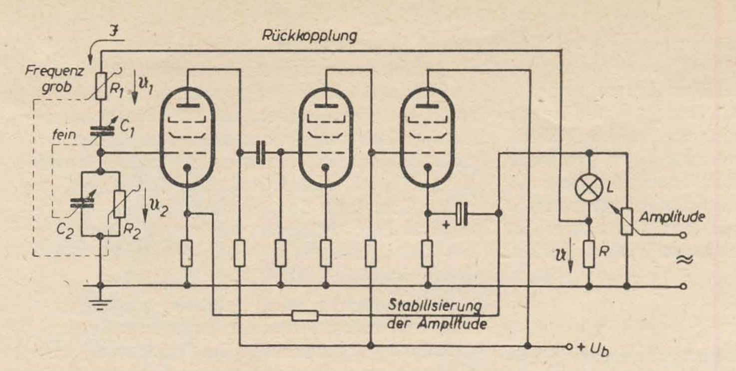


Bild 7: Grundschaltung eines RC-Generators (Philips)

Zum Nacheichen des Meßverstärkers bei Röhrenwechsel oder Röhrenalterung dient eine dem Netztransformator entnommene Eichspannung, die über einen Spannungsteiler dem Verstärkereingang zugeführt wird. Sie kann auch zur unmittelbaren Vergleichsmessung an das Röhrenvoltmeter geschaltet werden. Beim Nacheichvorgang wird die gleiche Spannung einmal auf das Röhrenvoltmeter, dann über einen Spannungsteiler auf den Verstärkereingang gegeben, der die Spannung im gleichen Maße herunterregelt wie sie der Verstärker wieder vergrößert. Die Nachregelung auf den gleichen Instrumentenausschlag erfolgt durch Ändern der Gittervorspannung der zweiten Röhre mit R_6.

Soll von einer Meßspannung nur die Grundschwingung oder eine bestimmte Oberschwingung gemessen werden, so sind zweckmäßiger abgestimmte, d. h. **selektive Meßverstärker** nach dem Überlagerungsprinzip (Meßempfänger) zu verwenden.

Schwingungserzeuger für Meß- und Prüfzwecke (Meßstromquellen)

Bei Reparatur und Instandsetzung von Funkgeräten werden sowohl bei HF- als auch bei NF-Teilen Prüfspannungen verschiedener Frequenzen benötigt. Geräte, die diese Schwingungen erzeugen, sind im Prinzip selbsterregte Oszillatoren [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 3 (1955) S. 91 bis 94; Nr. 5 (1955) S. 155 bis 158; Nr. 7 (1955) S. 217]. Bei diesen kann z. B. durch Änderung der Schwingkreiskapazität mit Hilfe eines geeigneten Drehkondensators die Rückkopplungsschaltung mit Frequenzen eines ganzes Frequenzbandes schwingen.

Tongeneratoren

Die NF-Schwingungserzeuger oder **Tongeneratoren** überstreichen meist einen Frequenzbereich von 20 ··· 20000 Hz. d. h. die Frequenzen des Hörbereiches. Die Ausgangsspannung ist regelbar (0 ··· 10 V). Es haben sich im wesentlichen zwei Schaltprinzipe durchgesetzt.

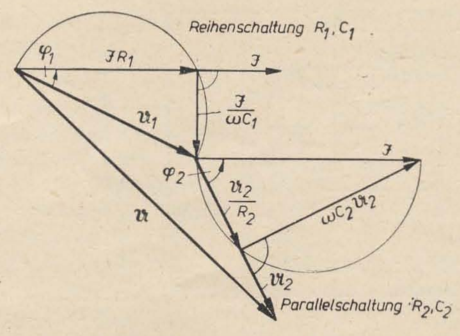


Bild 8: Vektordiagramm des Rückkopplungsnetzwerkes eines RC-Generators

Bei den **RC-Generatoren** werden an Stelle von Schwingungskreisen RC-Glieder als frequenzbestimmende Elemente verwendet. Diese Tongeneratoren haben den Nachteil, daß die gelieferte Schwingungsform nicht immer ganz sinusförmig ist und die ganz tiefen Frequenzen von Null ab nicht erzeugt werden können. Die vereinfachte Schaltung eines RC-Generators zeigt Bild 7. Die Rückkopplung wird durch ein RC-Netzwerk erzielt, das aus der Reihenschaltung R_1, C_1 und der Parallelschaltung R_2, C_2 besteht. Das Netzwerk wird mit der Teilspannung $\mathfrak{U}$ am Ausgang gespeist, die den Gesamtstrom $\mathfrak{J}$ zur Folge hat. Im allgemeinen sind die Spannungsabfälle $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ weder mit der aufgedrückten Spannung $\mathfrak{U}$ noch untereinander phasengleich (Bild 8). Für die Phasenwinkel gilt nun:

$$\operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{\mathfrak{J}/\omega C_1}{\mathfrak{J} R_1} = \frac{1}{\omega C_1 R_1},$$

und

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\omega C_2 \mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_2 / R_2} = \omega C_2 R_2.$$

Die Teilspannung $\mathfrak{U}_2$ liegt am Eingang und stellt die Rückkopplungsspannung dar. Entsprechend der allgemeinen Mitkopplungsbedingung muß diese Spannung in Phase mit $\mathfrak{U}$ sein. Dies ist jedoch nur dann der Fall, wenn $\varphi_1 = \varphi_2$ wird, denn dann liegen $\mathfrak{U}$, $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ in gleicher Richtung. Mit $\varphi_1 = \varphi_2$ ist auch $\operatorname{tg} \varphi_1 = \operatorname{tg} \varphi_2$ und damit:

$$\frac{1}{\omega C_1 R_1} = \omega C_2 R_2.$$

Aus der obigen Bedingung erhalten wir für die sich erregende Frequenz:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}$$

oder

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}.$$

Die Frequenz kann also durch Ändern eines oder mehrerer der Werte C_1, C_2, R_1 und R_2 geregelt werden. Die Speisespannung $\mathfrak{U}$ wird mit Hilfe der Metallfadenlampe L stabilisiert. Die Lampe stellt einen spannungsabhängigen Widerstand dar, der bei steigender bzw. sinkender Spannung derart zu- bzw. abnimmt, daß der Strom durch den Widerstand R nahezu konstant bleibt.

Die einzelnen Stufen sind stark gegengekoppelt, da die kapazitive Überbrückung der Katodenwiderstände fehlt. Außerdem wird eine zusätzliche Gegenkopplung vom Ausgang her vorgenommen. Dadurch erzielt man eine sehr konstante Schwingungsamplitude, weil die Gegenkopplungsspannung der Ausgangsamplitude proportional ist und im gleichen Maße zu- bzw. abnimmt wie diese. Die starke Gegenkopplung linearisiert auch die Röhrenkennlinien so weit, daß gute Sinusschwingungen geliefert werden.

Die letzte Stufe ist galvanisch, d. h. direkt angekoppelt, damit auch die niedrigen Frequenzen linear übertragen werden. Der gesamte Arbeitswiderstand dieser Röhre befindet sich in der Katodenleitung (Katodenverstärker), so daß ein hoher negativer Spannungsabfall entsteht, der

das Gitter über die Anodenstromquelle und den Anodenwiderstand der Vorröhre erreicht, den positiven Spannungsabfall an diesem kompensiert und der Röhre die in bezug auf die Katode nötige negative Vorspannung aufdrückt. Die Ausgangsspannung wird über einen genügend großen Elektrolytkondensator ausgekoppelt und einem regelbaren Spannungsteiler entnommen. Der Ausgangswiderstand des Generators ist durch die Katodenverstärkerstufe relativ gering, er beträgt einige kΩ.

Schwebungssummer

Der sogenannte Schwebungssummer arbeitet nach dem Überlagerungsprinzip und liefert daher auch die tiefsten Frequenzen. Die Schwingungen haben reine Sinusform. Den grundsätzlichen Aufbau eines Schwebungssummers zeigt Bild 9.

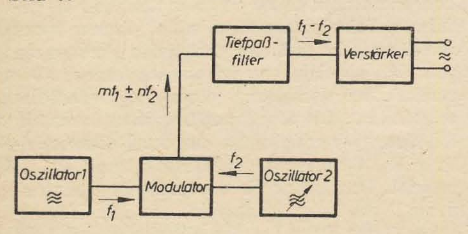


Bild 9: Blockschaltbild eines Schwebungssummers

Er besteht aus zwei selbsterregten Oszillatoren, die mit 100 kHz schwingen. Die Frequenz des einen Oszillators kann durch einen Drehkondensator geeigneten Plattenschnittes um z. B. 15 kHz praktisch linear geändert werden, so daß die durch Überlagerung der beiden Oszillatorfrequenzen in einer weiteren Röhre (Mischröhre) entstehende Schwebungsfrequenz von 0···15 kHz stetig und linear regelbar ist. Die Schwebungsspannung wird über ein Filter einem NF-Verstärker zugeleitet und am regelbaren Ausgang verstärkt entnommen.

Meßsender

Die HF-Schwingungserzeuger oder Prüf- bzw. Meßsender[1]) überstreichen einen Frequenzbereich von etwa 100 kHz bis 30 MHz, d. h. den Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich. Für den Ultrakurzwellenbereich gibt es UKW-Meßsender, die einen Frequenzbereich von etwa 70···150 MHz überstreichen und eine feste Frequenz von rund 10,7 MHz erzeugen, die bei UKW-Empfängern als Zwischenfrequenz verwendet wird. Die Prüf- und Meßsender dienen zum Abgleich von Empfängern. Sie sind daher modulierbar, und zwar bei UKW sowohl in bezug auf die Amplitude als auch in bezug auf die Frequenz.

Das vereinfachte Schaltbild eines Meßsenders zeigt Bild 10. Der Heptodenteil einer Verbundröhre arbeitet als HF-Oszillator in Triodenschaltung[2]). Die Rückkopplung erfolgt kapazitiv, und die Rückkopplungsspannung wird am Gitterableitwiderstand abgenommen. Dadurch, daß keine Rückkopplungsspule verwendet wird, kann die Frequenzbereichumschaltung besonders einfach vorgenommen werden, da nur ein Schaltungspunkt (Schwingkreisspule) jeweils umgeschaltet werden muß. Zur Erzielung einer guten Sinusform der Schwingungen ist der Oszillator gegengekoppelt (Stromgegenkopplung am Katodenwiderstand). Der Triodenteil dieser Röhre ist stillgelegt (Gitter an Masse).

Die Schwingung wird induktiv ausgekoppelt und dem ersten Gitter der Modulatorröhre aufgedrückt (Heptodenteil). Im Triodenteil wird die tonfrequente Modulationsschwingung (400 Hz oder 1000 Hz) erzeugt und ein Teil dem zweiten Steuergitter des Heptodensystems zugeleitet. Die Modulationsstufe ist für die tieferen Signalfrequenzen teilweise gegengekoppelt, so daß sich die größere Schwingamplitude der niedrigeren Signalfrequenzen nicht störend bemerkbar macht. Der Heptodenteil dient gleichzeitig als Trennröhre zwischen Oszillatorkreis und Ausgang, so daß Belastungsschwankungen fast keinen Einfluß auf die Signalfrequenz haben und das Signal nur amplitudenmoduliert am Ausgang erscheint, d. h., die unerwünschte Frequenzmodulation ist vernachlässigbar klein. Dem Meßsender kann einmal die modulierte Hochfrequenz und einmal nur die Tonfrequenz über einen belastungsunabhängigen Abschwächer entnommen werden.

Generatoren

Zur Messung der Grenzempfindlichkeit an Empfängern und Verstärkern werden Generatoren verwendet, die ein ganzes Frequenzspektrum erzeugen (Rauschgeneratoren).

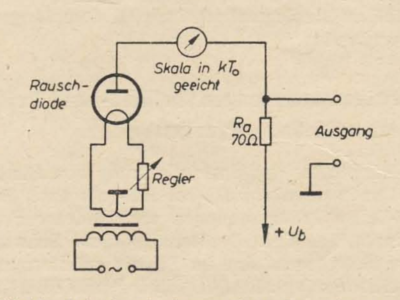


Bild 11: Prinzipschaltung eines Rauschgenerators

Im Rauschgenerator wird zur Erzeugung des kontinuierlichen Rauschspektrums eine Spezialdiode mit Wolframkatode verwendet, die im Sättigungsgebiet arbeitet (Rauschdiode). Der Sättigungsstrom ist ein direktes Maß für die Rauschleistung. Seine Regelung erfolgt durch Ändern der Diodenheizung, seine Messung durch ein in kT_0-Einheiten geeichtes Gleichstrominstrument (Bild 11). Die von der Rauschdiode erzeugte Rauschleistung wird über einen Arbeitswiderstand, der gleich dem Antennenwiderstand gemacht wird, dem Eingang des zu untersuchenden Empfängers als Rauschspannung zugeleitet.

Bild 10: Grundschaltbild eines AM-Meßsenders (Philips)

Zum Sichtbarmachen von HF- und ZF-Resonanzkurven werden Frequenzmodulatoren verwendet, die unter der Bezeichnung Wobbelgeneratoren bekannt sind. Sie bestehen im wesentlichen aus einem rückgekoppelten Oszillator mit Reaktanzröhre zur Frequenzmodulation [vgl. RADIO UND FERNSEHEN Nr. 1 (1955) S. 29/30]. Als Vergleichsnormal zur genauen Einstellung der Betriebsfrequenz dient in der Regel ein eingebauter Quarzoszillator, als Modulationsspannung beim Sichtbarmachen von Abstimm- und Frequenzkurven die Kippspannung eines Elektronenstrahloszillografen.

Frequenzmeßgeräte

Zur Messung von Tonfrequenzen und langwelligen Schwingungen bis etwa 100 kHz eignen sich besonders zwei Verfahren. Der im Bild 12 dargestellte Tonfrequenzzeiger gestattet eine unmittelbare Frequenzmessung durch Kondensatorumladung im Bereich von etwa 10 Hz bis 100 kHz. Der zeitliche Mittelwert der Entladestromstärke ist bei konstanter Ladespannung und Kapazität ein direktes Maß für die Meßfrequenz. Das Instrument ist in Frequenzeinheiten (Hz oder kHz) geeicht.

Die Steuerung des Lade- und Entladevorganges erfolgt trägheitslos über Elektronenröhren. Den

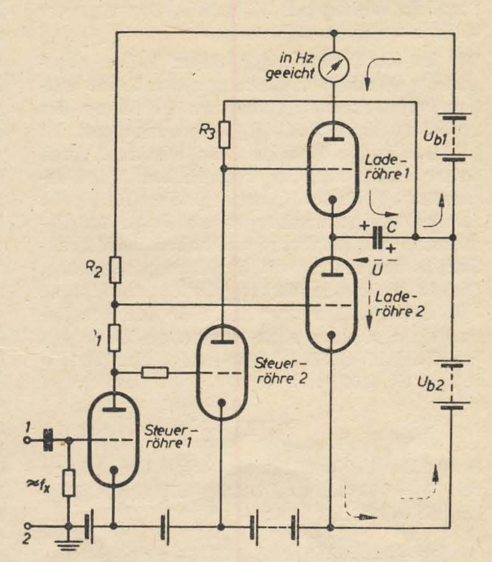


Bild 12: Prinzipschaltung eines direkt zeigenden Frequenzmessers

Laderöhren 1 und 2 ist je eine Steuerröhre 1 bzw. 2 zugeordnet. Im Anodenkreis der Steuerröhren liegen Widerstände, deren Spannungsabfall die Laderöhren sperrt. Liegt an den Meßklemmen 1, 2 eine Wechselspannung der unbekannten Frequenz f_x, so fließt während der positiven Halbwelle durch die Steuerröhre 1 ein Anodenstrom. Die Spannungsabfälle an den Anodenwiderständen R_1 und R_2 drücken der Steuerröhre 2 und der Laderöhre 2 eine so hohe negative Gittervorspannung auf, daß diese Röhren sperren. Die Kondensatorspannung U ist

[1]) Der Unterschied zwischen einem Prüf- und einem Meßsender ist der, daß der letztere einen sogenannten definierten Ausgang hat, d. h., man kann die HF-Ausgangsspannung mittels eines eingebauten Röhrenvoltmeters genau messen, und das Gerät besitzt eine eingebaute Ersatzantenne. Der Meßsender hat meist auch einen quarzgesteuerten Eichoszillator.

[2]) Aus wirtschaftlichen Gründen werden oft Funk- und Meßgeräte mit möglichst gleichen Röhrentypen in den einzelnen Stufen bestückt, wodurch auch die Bereitstellung und Lagerung der Ersatzröhren einfacher wird.

über den Widerstand R_3 als Gitterspannung der Laderöhre 1 wirksam und öffnet sie. Der nun fließende Anodenstrom entlädt den Kondensator C bis auf die Spannung Null und ladet ihn in umgekehrter Richtung so weit auf, bis seine negative Spannung die Röhre sperrt. Während der negativen Halbwelle der Eingangswechselspannung ist die Steuerröhre 1 gesperrt und durch Verschwinden der Spannungsabfälle an R_1 und R_2 die Steuerröhre 2 und die Laderöhre 2 geöffnet, so daß der Kondensator jetzt durch U_{b2} auf die positive Spannung U aufgeladen wird. Ist der Kondensator aufgeladen, so ist der Ladestromkreis 2 bis zur nächsten Ladung (nächste negative Halbwelle) stromlos. Die Laderöhre 1 bleibt jedoch durch den Spannungsabfall am Anodenwiderstand R_3 der Steuerröhre 2 trotz der positiven Kondensatorspannung so lange gesperrt, bis am Eingang wieder die positive Halbwelle wirksam wird und der bereits beschriebene Umladevorgang sich wiederholt. Die Umladung erfolgt also impulsweise im Takt der Meßfrequenz. Über eine bestimmte Mindestamplitude hinaus ist die Frequenzmessung praktisch amplitudenunabhängig. Die Meßbereichänderung erfolgt durch Regelung der Ladekapazität C. Die Meßunsicherheit beträgt etwa $\pm 1\%$.

Eine weitere, sehr verbreitete Meßmethode für den Frequenzbereich 10 Hz ··· 100 kHz stellt das Brückenverfahren dar. Es gibt eine Vielzahl von Frequenzmeßbrücken, die Widerstände, Kondensatoren, Induktivitäten und Gegeninduktivitäten enthalten. Die Meßgenauigkeit der Brückenverfahren ist sehr hoch und liegt bei etwa 1···3‰. Besondere Bedeutung besitzt die Brücke nach Bild 13, die nur aus phasenarmen

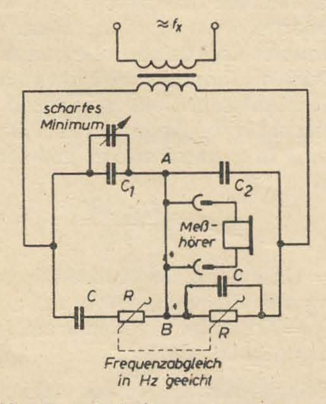


Bild 13: Grundschaltung der Frequenzmeßbrücke nach Wien und Robinson

Widerständen und verlustfreien Kondensatoren besteht und einfache Abgleichbedingungen liefert. Bei abgeglichener Brücke herrscht im Indikatorzweig ein Tonminimum, d. h., die Spannung zwischen den Punkten AB ist Null (Nullzweig). Hierzu werden die gemeinsam schaltbaren und paarweise gleichen Widerstandsgruppen R eingestellt. Sie sind direkt in Hertz geeicht. Für das Kapazitätsverhältnis $C_2/C_1 = 2$ herrscht im Nullzweig ein Tonminimum bei der Kreisfrequenz $\omega = 1/CR$ (vgl. auch die Resonanzfrequenz des RC-Netzwerkes auf S. 55). Die Kapazität C_1 enthält einen stetig regelbaren Kondensator, der dazu dient, den unterschiedlichen Phasenwinkel der einzelnen Widerstände R zu kompensieren. Man erhält dadurch beim Abgleich ein scharfes Minimum ohne eine Beeinflussung der Frequenzmessung.

Mit Nullabgleich arbeitende Brücken wirken als Filter. Beim Abgleich verschwindet im Nullzweig die Frequenz, für die der Abgleich erfolgt. Diese Eigenschaft zieht man zur Messung des Klirrfaktors eines Frequenzgemisches heran. Die Grundschaltung einer Klirrfaktormeßbrücke zeigt Bild 14. Wird sie auf die Grundfrequenz eines Frequenzgemisches abgestimmt, so tritt im Nullzweig nur die Summe der Oberschwingungen auf, deren Effektivwert durch ein

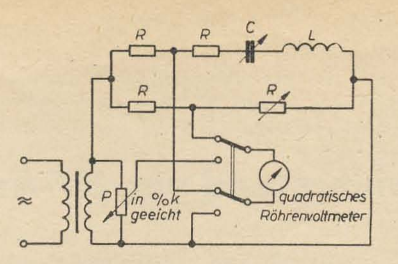


Bild 14: Grundschaltung der Klirrfaktormeßbrücke

quadratisch arbeitendes Röhrenvoltmeter gemessen wird. Es ist also:

$$U_1 = \sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \cdots},$$

wenn mit A_2, A_3, A_4 usw. die Amplituden der einzelnen höheren Harmonischen (Oberschwingungen) bezeichnet werden. Nach Umschalten auf den ohmschen Spannungsteiler wird der Effektivwert der gesamten Mischspannung, also auch der Grundschwingung, angezeigt:

$$U_2 = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \cdots}.$$

Der Quotient der beiden Anzeigen liefert den Klirrfaktor k:

$$k = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 \cdots}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \cdots}}.$$

Wird bei der zweiten Messung (U_2) der gleiche Ausschlag U_1 eingestellt, so kann der Spannungsteiler direkt in Klirrfaktorprozenten geeicht werden. Klirrfaktormeßgeräte nach der Brückenmethode gestatten die Messung von Klirrfaktoren zwischen 0,1 bis 100% bei Grundfrequenzen von 60 bis 15000 Hz.

Die Hochfrequenzmessung an Oszillatoren und Sendern kann durch einen sogenannten Meßempfänger erfolgen, der in Frequenzen genau geeicht ist. Ähnlich arbeiten auch die Absorptionswellenmesser (Resonanzwellenmesser), die aus einem veränderlichen Schwingungskreis bestehen, der auf die zu messende Frequenz abgestimmt wird. Die empfangene Schwingung wird gleichgerichtet und von einem Anzeigegerät (Drehspulmeßgerät, Glimmlampe, Abstimmanzeigeröhre usw.) angezeigt (Bild 15). Die Ankopplung erfolgt induktiv durch Annähern an das Meßobjekt mit der Frequenz f_x. Die Kopplung darf nicht zu fest sein, da der Sender sonst verstimmt wird. Der Indikatorkreis wird auf Maximalausschlag eingestellt (Resonanz) und die Kopplung so gewählt, daß ein brauchbarer Ausschlag von etwa zwei Drittel der Skala auftritt. Der Diodenkreis wird zur Verringerung der Schwingkreisdämpfung über einen kapazitiven Spannungsteiler angeschlossen. Die HF-Drossel dient zum gleichstrommäßigen Schließen des Instrumentenkreises. Die Geräte werden für Frequenzen von 100 kHz bis etwa 100 MHz mit Meßunsicherheiten von einigen Prozent gebaut.

Genauere Messungen ($10^{-5} \cdots 10^{-6}$) gestatten Leuchtquarze, das sind Quarzstäbchen geeigneter Abmessungen, die im Edelgasgemisch geringen Druckes arbeiten. Bei Anregung in der Resonanzfrequenz leuchten in der Umgebung des Stäbchens Stellen hoher Feldstärke deutlich auf. Leuchtquarze sind auch bei ihren Oberwellen verwendbar, wobei die Ordnung der Oberwelle aus der Art der Leuchterscheinung bestimmt werden kann.

Genaue Messungen ganzer Frequenzbereiche erfolgen durch Vergleich mit der bekannten Frequenz eines durchstimmbaren Oszillators, dessen Eichung von einem Quarz überwacht wird. Dazu werden die Meß- und Vergleichsfrequenz in einer Mischstufe überlagert, der Schwebungston niederfrequent verstärkt und abgehört (Bild 16). Sind die beiden Frequenzen gleich, so entsteht die Schwebung Null. Bei Messungen an Geräten, die nicht selbstschwingend sind (z. B. Empfänger, Resonanzverstärker), kann kein Schwebungston entstehen. Dazu wird der Frequenzmesser modulierbar ausgeführt, so daß er im Empfänger abgehört werden kann.

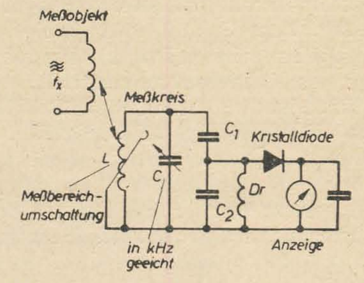


Bild 15: Resonanzwellenmesser

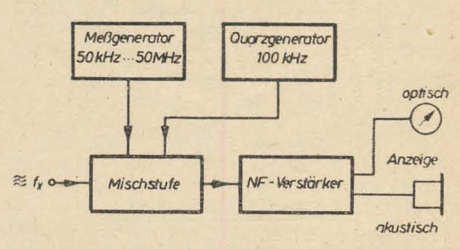


Bild 16: Blockschaltung eines Frequenzmessers nach der Vergleichsmethode

Eine weitere Möglichkeit zum Frequenzvergleich bietet der Oszillograf. Die beiden Wechselspannungen werden an die Meß- und Zeitplatten einer Katodenstrahlröhre gelegt und durch Beobachten der entstehenden Figur die Frequenz bestimmt.

Schutz vor Gleichlaufstörungen durch Zeilen-Synchro-Controller

Um bei der Bedienung der FS-Geräte der Firma Loewe-Opta die Zeilenablenkung in absolut genaue Übereinstimmung mit dem Sender bringen zu können und damit auch bei längerem Betrieb sicherstehende Bilder zu erreichen, ist bei allen Typen ab Lieferung Ende Oktober 1957 der frontseitige Zeilenregler mit einem Schaltorgan zum Abschalten der vom Phasenvergleich abgenommenen Steuerspannung versehen worden. Der Zeilenregler wird nunmehr beim Bedienen zunächst bis zum Anschlag in das Gerät hineingedrückt. In dieser Lage, wo der Zeilengenerator des Gerätes freischwingt, d. h. ohne Synchronisation läuft, ist der Zeilenregler langsam so weit nach rechts oder links zu drehen, bis das Bild vollständig erscheint und langsam in waagerechter Richtung „gondelt".

Dann wird der Regler losgelassen — und die automatische Steuerspannung aus der Phasenvergleichsstufe hält nun den Gleichlauf des Zeilengenerators mit aufrecht.

Um auch bei großen Feldstärken (Ortsempfang) eine solche exakte Einstellung des Zeilenreglers bieten zu können, erhält neuerdings der Zeilengenerator beim Betätigen des Schalters eine kleine Rest-Steuerspannung. Die Bedienung bleibt dabei grundsätzlich dieselbe. Man dreht jetzt ebenfalls den hineingedrückten Zeilenregler so weit nach rechts oder links, bis das Bild vollständig erscheint.

Der Unterschied zwischen der ersten und zweiten Anordnung zeigt sich darin, daß das Bild jetzt nicht mehr hin- und herpendelt, sondern über einen kleinen Drehbereich des Reglers stehen bleibt. Läßt man dann etwa in der Mitte dieses „Halte"-Bereiches den Zeilenregler los, so ist die größte Zeilenstabilität erreicht.

Nach Loewe-Opta-Kurier Nr. 2 (1957)



ERHARD RICHTER

Der Isolationswiderstand von NF-Ankopplungskondensatoren

Die Aufgabe des Ankopplungskondensators in NF-Stufen ist es, die Anodengleichspannung der Vorröhre gegen das Steuergitter der nachfolgenden Röhre abzuriegeln, während von ihm gleichzeitig die verstärkte Tonfrequenzspannung zu übertragen ist. Inwieweit dieser Kondensator durch seinen Blindwiderstand in Verbindung mit dem vorhandenen Arbeits- und Gitterableitwiderstand als komplexe Größe den Frequenzgang und andere Verstärkereigenschaften beeinflußt, ist bei den folgenden Betrachtungen außer acht gelassen. Gegenstand der Erörterungen bleibt lediglich der Isolationswiderstand des Ankopplungskondensators in rein gleichstrommäßiger Beziehung. Zum Schluß wird gezeigt, wie man mit einfachsten Prüfmitteln den Zustand des Kondensators ermittelt.

Im Bild 1 ist die grundsätzliche Schaltung eines NF-Verstärkers wiedergegeben. Der Isolationswiderstand von C ist nicht unendlich groß, sondern endlich begrenzt. Ohne vorerst rechnerische Betrachtungen anzustellen, wird der Praktiker erkennen,

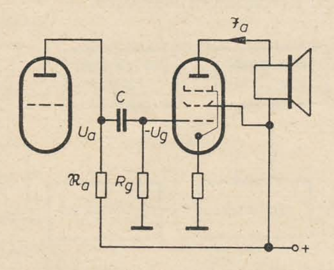


Bild 1: Prinzipschaltbild eines NF-Verstärkers

daß ein Feinschluß des Kondensators einen, wenn auch geringen positiv gerichteten Spannungsanteil von der Vorröhre auf das Gitter der folgenden Röhre gelangen läßt. Um diesen positiven Spannungswert wird dann die am Gitter liegende negative Vorspannung herabgesetzt. Das bewirkt eine Verlagerung des Arbeitspunktes nach positiven Werten. Als unmittelbare Folge stellt sich ein Anwachsen des Anodenstromes I_a ein. Solange diese Erscheinung nur die fast immer schwach ausgesteuerten NF-Vorröhren eines mehrstufigen Verstärkers betrifft, sind die Folgen nicht weiter kritisch. Tritt hingegen der Feinschluß im Kondensator vor der Endröhre auf, so ergibt sich daraus ein unter Umständen bedenkliches Anwachsen des Anodenstromes. Endröhren werden durchweg bis nahe an die Grenze ihrer thermischen Leistungsfähigkeit bereits im Normalbetrieb beansprucht. Die unerwünschte Anodenstromerhöhung verursacht neben dem Ansteigen der thermischen Belastung eine Zunahme der kennlinienbedingten Verzerrungen. Schließlich können durch das zusätzliche Vormagnetisieren des Ausgangstrafos, vor allem bei knapp bemessenem Eisenkern, weitere Verzerrungen entstehen. Je nach Qualität des Kondensators und den Arbeitsbedingungen im Verstärker wird sich im Laufe der Zeit der Arbeitspunkt immer mehr nach positiven Werten verlagern, so daß sich hauptsächlich eine Lebensdauerverkürzung der Endröhre ergibt.

Erforderliche Höhe des Isolationswiderstandes des Kondensators

Nach DIN 41140 müssen Kondensatoren der Klasse 3 (Ausführung in Glas- oder Hartpapierrohr, beiderseits vergossen) mit einem Mindestwert von 10^3 MΩ aus der Fertigung kommen. Inwieweit die herrschende Luftfeuchtigkeit gerade dabei eine Rolle spielt, geht aus der Tatsache hervor, daß nach dieser Vorschrift eine mittlere relative Luftfeuchtigkeit von 60% zugrunde gelegt wird. Fabrikfrische Kondensatoren haben vielfach weit höhere Isolationswiderstände. Nicht selten werden Werte von 10^5 MΩ erreicht. Das Dielektrikum aller Kondensatoren ist aber trotz der Imprägnierung immer hygroskopisch, so daß sich dieser recht hohe Widerstand oft schon bald — je nach bestehenden Lagerungs- oder Betriebsbedingungen — dem untersten zulässigen Wert von 10^3 MΩ nähert.

Wie sich rechnerisch nachweisen läßt, muß der Ankopplungskondensator, dessen Kapazität in der Praxis zwischen 10 und 25 nF beträgt, einen Mindestisolationswiderstand von 300 bis 500 MΩ haben. Diese beiden Grenzwerte hängen von der Steilheit und dem Anodenstrom der Endröhre sowie der Anodenspannung der Vorröhre ab.

Wird die Grundschaltung nach Bild 1 diesbezüglich als Ersatzschaltbild betrachtet, wobei an Stelle des Kopplungskondensators C dessen Isolationswiderstand R_{is} zu setzen ist, so ergibt sich eine einfache, hochohmige und nicht belastete Spannungsteilerschaltung gemäß Bild 2. Für die Berechnung eines unbelasteten Spannungsteilers gilt:

$$U_x = \frac{U_a}{\frac{R_{is}}{R_g} + 1} \qquad (1)$$

U_x = Leckspannung in V am Gitter der Endröhre, um die sich die Sollgittervorspannung herabsetzt;

U_a = Anodenspannung der Vorröhre in V;

R_{is} = Isolationswiderstand des Kondensators in MΩ;

R_g = Gitterableitwiderstand in MΩ.

Mit der erhaltenen Leckspannung erniedrigt sich die am Gitter liegende negative Vorspannung auf

$$-U_{g\,(res)} = -U_{g\,(Arb)} + U_x \qquad (2)$$

$-U_{g\,(res)}$ = Noch wirksame, resultierende Gitervorspannung;

$-U_{g\,(Arb)}$ = Ursprüngliche Sollgittervorspannung im Arbeitspunkt;

$+U_x$ = Leckspannung aus Gleichung (1).

Daraus erhalten wir die unerwünschte Anodenstromerhöhung

$$\Delta I_a = S \cdot U_x \qquad (3)$$

ΔI_a = Unerwünschte Anodenstromerhöhung in mA (Differenz zwischen Soll- und Iststrom);

S = Arbeitssteilheit in mA/V;

U_x = Leckspannung aus Gleichung (1).

Für das praktische Auswerten dieser Betrachtungen gilt es nun noch, den Wert I_a aus Gleichung (3) in Prozent auszudrükken, um eine Vergleichsmöglichkeit zu den zulässigen Anodenstromtoleranzen der Röhrenhersteller zu besitzen. Im allgemeinen kann man bei Endröhren eine Anodenstromerhöhung von 5% noch zulassen, wenn die Grenzwerte nicht wesentlich überschritten werden sollen. Dieser Prozentwert deckt sich außerdem mit den von vielen Empfängerfabriken in den Kundendienstschriften genannten Meßtoleranzen für die Anodenkreise. Die Umrechnung in Prozent erfolgt mit der Gleichung

$$\% = \frac{\Delta I_a \cdot 100}{I_{a\,(Arb)}} \qquad (4)$$

ΔI_a = Unerwünschte Anodenstromerhöhung aus Gleichung (3) in mA;

$I_{a\,(Arb)}$ = Normaler Anodenstrom im Arbeitspunkt in mA.

Ein Beispiel aus der Praxis nach Bild 3 soll nun rechnerisch untersucht werden. Dabei wurde die EL 84 als heute vorwiegend benutzte Endröhre angenommen. Neben den Angaben aus Bild 3 als Berechnungsbeispiel sind noch folgende Daten gegeben: Arbeitssteilheit 11 mA/V,

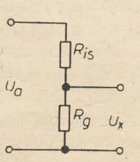


Bild 2: Ersatzschaltbild eines hochohmigen, unbelasteten Spannungsteilers

Gittervorspannung —7,5 V. Der Isolationswiderstand des Kopplungskondensators soll mit dem untersten Mindestwert von 300 MΩ angesetzt werden. Es sind zu ermitteln:

a) die Leckspannung am Gitter der EL 84 [Gleichung (1)],
b) die resultierende Gittervorspannung [Gleichung (2)],
c) die unerwünschte Anodenstromerhöhung [Gleichung (3)],
d) die Anodenstromüberlastung in Prozent [Gleichung (4)].

Lösungen

a) $U_x = \frac{U_a}{\frac{R_{is}}{R_g} + 1} = \frac{75}{\frac{300}{1} + 1} = \frac{75}{301}$

$= 0{,}249 \approx 0{,}25$ V

b) $- U_{g\,(res)} = - U_{g\,(Arb)} + U_x$
$= -7{,}5 + 0{,}25 = -7{,}25$ V

c) $\Delta I_a = S \cdot U_x = 11 \cdot 0{,}25 = 2{,}75$ mA

d) $\% = \frac{I_a \cdot 100}{I_{a\,(Arb)}} = \frac{2{,}75 \cdot 100}{48} = 5{,}73\%$

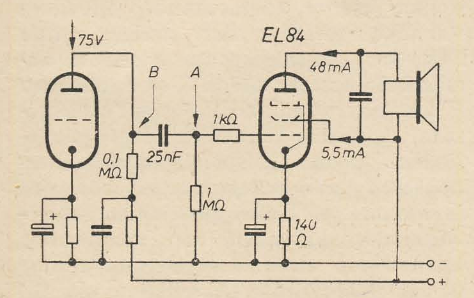


Bild 3: Schaltung einer Endstufe mit der EL 84

Die sich ergebende Überlastung kann nach den gestellten Bedingungen gerade noch als tragbar hingenommen werden. Wird aus den vorhin genannten und in einem Rechnungsgang zusammengefaßten Gleichungen nach dem Isolationswiderstand des Kopplungskondensators aufgelöst, so ergibt sich folgende Beziehung:

$$R_{is} = \left(\frac{100 \cdot S \cdot U_a}{I_{a\,(Arb)} \cdot \%} - 1\right) \cdot R_g \,. \quad (5)$$

Legt man weiter für den Gitterableitwiderstand einen heute fast ausschließlich zur Norm gewordenen Wert von 1 MΩ zugrunde und wird gleichzeitig der festgelegte Überlastungswert von 5% herausgekürzt, dann vereinfacht sich Gleichung (5) mit einer für die Praxis völlig ausreichenden Genauigkeit zu

$$R_{is} = \frac{20 \cdot S \cdot U_a}{I_{a\,(Arb)}} \,. \quad (6)$$

R_{is} = Isolationswiderstand in MΩ;
S = Arbeitssteilheit der Endröhre in mA/V;
$I_{a\,(Arb)}$ = Anodenstrom im Arbeitspunkt in mA;
U_a = Anodenspannung der Vorröhre in V.

Wie bereits betont und wie die Gleichung (6) nunmehr deutlich zeigt, hängt der erforderliche Isolationswiderstand des Ankopplungskondensators von der Steilheit und dem Anodenstrom der Endröhre sowie von der Anodenspannung der Vorröhre ab. Bei den durch die gewählte Endröhre festliegenden Röhrenkonstanten bildet somit in erster Linie die Anodenspannung der Vorröhre als bewegliche Größe das Kriterium für den praktischen Betrieb. Durch den gegebenen hochohmigen Außenwiderstand wird die Anodenspannung dort Werte zwischen 75 bis 120 V erreichen. Dabei ist zu bedenken, daß die in den Kundendienstschriften und Schaltplänen angegebenen, stets wesentlich niedriger liegenden Werte nicht eingesetzt werden dürfen. Bekanntlich brechen die tatsächlichen Anodenspannungen durch das angelegte Voltmeter und dessen Eigenverbrauch zusammen. Diese Meßverfälschung ist in die Angaben der Kundendienstunterlagen bereits einbezogen. Ohne das angeschaltete Voltmeter liegen die tatsächlichen Anodenspannungen im Betrieb bei der genannten Größenordnung.
Nimmt man nach Gleichung (6) eine Anodenspannung von 100 V als mittleren Wert an, so ergeben sich für die heute gebräuchlichen Endröhren einschließlich der Batterieendröhren für den Ankopplungskondensator Isolationswiderstände von 360 bis 500 MΩ, je nach Steilheit und Anodenstrom. Setzt man hingegen nur eine mittlere Anodenspannung von 75 V ein, so errechnen sich Mindestwerte von 270 bis 375 MΩ. Daraus erkennt man deutlich, daß beispielsweise nur 10 bis 20 V mehr Anodenspannung der Vorröhre eine ganz beachtliche Mehrbelastung für den Kondensator darstellen.

Ermittlung des fehlerhaften Kondensators in der Reparaturpraxis

Mit den üblichen, einer Instandsetzungswerkstatt zur Verfügung stehenden Ohmmetern lassen sich Widerstände bis etwa 30 MΩ noch annähernd sicher bestimmen. Das für höhere Widerstände erforderliche Teraohmmeter wird normalerweise nicht gebraucht und ist außerdem zu teuer. Für die Prüfung des Ankopplungskondensators ergibt sich jedoch die angenehme Tatsache, daß — wie schon so oft — der Empfänger oder Verstärker selbst das beste Meßgerät ist.
Für die praktische Fehlersuche sei noch einmal auf Bild 3 verwiesen. Dort sind die Prüfungspunkte A und B angegeben. Schließt man den Punkt A, am besten gleich mit dem griffbereiten Schraubenzieher, gegen Masse kurz, so bricht die vom Kondensator durchgelassene Leckspannung zusammen. Der Anodenstrom geht um einen bestimmten Betrag in der Endröhre zurück, weil jetzt die Sollgittervorspannung wieder voll wirksam wird. Dieser Stromrückgang wird mit einem in den Anodenkreis gelegten Strommesser festgestellt[1]). Nur wenn der Ankopplungskondensator ganz einwandfrei ist, stellt sich kein Anodenstromrückgang ein. Dafür wird dann ein kurzes Vibrieren des Instrumentenzeigers zu sehen sein.
Dem Praktiker sei gleich an dieser Stelle gesagt, daß der vorgenannte Prüfgang an A zu Fehlschlüssen führen kann. Ist der Kondensator einwandfrei, die Endröhre dagegen selbst „Gas gezogen", also ein schlechtes Vakuum hat, dann fließt der bekannte Gitterstrom. Über den nunmehr im Stromkreis liegenden Gitterableitwiderstand entsteht ein Spannungsabfall. Diese Spannung ist positiv gerichtet, so daß die am Gitter liegende negative Gittervorspannung ebenfalls so herabgesetzt wird, als ob eine entsprechende Leckspannung über den Kondensator kommt. Die Folge ist wieder ein Ansteigen des Anodenstromes. Wird nun beim Prüfgang A der Gitterableitwiderstand gegen Masse kurzgeschlossen, so ist der Gitterstrom zwar nicht beseitigt, wohl aber der positive Spannungsabfall am Widerstand. Die Gittervorspannung bekommt wieder ihren Normalwert und der Anodenstrom fällt gleichfalls auf seine Normalhöhe.
Aus diesem Grunde ist es zunächst grundsätzlich richtiger, den Punkt B mit Masse zu verbinden. Beim Kurzschluß an dieser Stelle bricht nur die Anodenspannung der Vorröhre zusammen, so daß damit der Gitterkreis der Endröhre völlig unberührt bleibt. Wenn bei dieser Prüfung nunmehr der erwartete Anodenstromrückgang einsetzt, dann steht mit Sicherheit fest, daß der Fehler am Kondensator und nicht im schlechten Endröhrenvakuum liegt.

Wann ist der Ankopplungskondensator zu erneuern?

Die Frage ist im Prinzip schnell beantwortet. Der Kondensator ist auszuwechseln, wenn die Anodenstromerhöhung mehr als 5% beträgt. Bei den Werkstattmeßinstrumenten hat die Skala meist 50 oder 75 Teilstriche. Für die zugelassenen 5% bedeutet das einen Zeigerrückgang von 2,5 bis 3,75 Teilstrichen. Um aber nicht immer erst große Überlegungen anstellen zu müssen, kann man sich folgenden Satz merken: Der Kondensator wird ausgewechselt, wenn der Instrumentenzeiger um mehr als 2 bis 3 Teilstriche zurückgeht. Diese Forderung ist durchaus nicht überspitzt. Sie ergibt sich aus den in die Praxis umgesetzten rechnerischen Ableitungen.
Umfragen und Beobachtungen ergaben, daß in vielen Werkstätten so gut wie gar nicht auf den im Laufe der Zeit immer mehr zunehmenden Feinschluß des Ankopplungskondensators geachtet wird. Nach jeder Instandsetzung eines Empfängers oder Verstärkers, ganz gleich welcher Art der behobene Fehler war, sollte man diese kurze Überprüfung durchführen. In besonders eiligen Fällen ist statt der umständlichen Einschaltung des Strommessers in den Anodenkreis ganz einfach mit einem Voltmeter die Katodenspannung der Endröhre zu messen. Auch hier geht der Instrumentenzeiger um annähernd die gleichen Teilstriche zurück, wenn der Kondensator eine Leckspannung durchläßt.
Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß manche Kopplungskondensatoren erst nach längerem Betrieb ihren Fehler zeigen. Um die Wartezeit zu verkürzen, empfiehlt es sich, das Gerät auf den Kopf zu stellen. Dann erwärmt sich das Gestell leichter und damit die darin eingebetteten Bauelemente. Im übrigen wird bei älteren Rundfunkempfängern der Kondensator wohl immer zu erneuern sein.

---

[1]) Anmerkung der Redaktion: Der Strommesser braucht nicht in den Stromkreis der Endröhre eingeschaltet zu werden. Es genügt durchaus, ihn einfach parallel zur Primärwicklung des Ausgangsübertragers zu schalten. Der Widerstand der Primärwicklung ist immer wesentlich höher als der des Strommessers, so daß die Parallelschaltung die Meßwerkanzeige nur wenig beeinflußt.

Magnettonverstärker Teil 2 und Schluß

Aufsprechkanal

Das Ankoppeln des Sprechkopfes an den vorgeschalteten Verstärker hat in jedem Falle gleichstromfrei zu geschehen. Bei niederohmiger Ausführung des Kopfes (7 mH) ist ein Ausgangsübertrager erforderlich. Der hochohmige Sprechkopf (100 bis 200 mH) wird am besten ebenfalls über einen Transformator angepaßt, kann jedoch auch an den RC-Ausgang geschaltet werden. Diese Ausführungsform ist hauptsächlich bei Heimtongeräten mit kombiniertem Aufsprech-Wiedergabekopf üblich. Das Verwenden einer vorhandenen Endstufe zum Aufsprechen an Stelle eines eigenen Aufnahmeverstärkers erfordert eine hochohmige Kopfausführung; jedoch ist diese Methode heute kaum noch üblich.

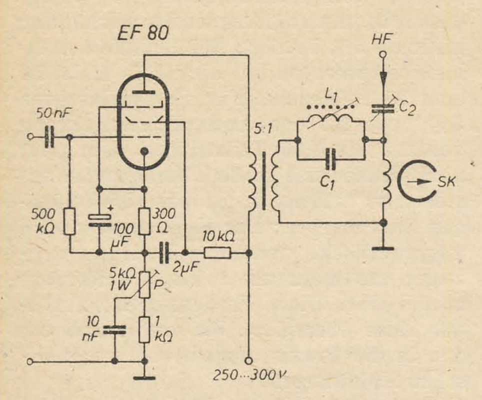


Bild 11: Aufsprechverstärker mit Stromgegenkopplung

Die notwendige Höhenanhebung des Sprechstromes richtet sich nach der Bandgeschwindigkeit und der benutzten Bandsorte und liegt bei etwa 6 bis 12 dB für 10 kHz gegenüber der Bezugsfrequenz.

Aufsprechverstärker

Bild 11 zeigt eine Schaltung mit Ausgangsübertrager, bei der die Anhebung der Höhen durch frequenzabhängige Stromgegenkopplung erfolgt. Der Außenwiderstand der Röhre ist überwiegend induktiv und damit frequenzabhängig. Durch den hohen Innenwiderstand der Pentode bedingt, bleibt der Anodenwechselstrom jedoch frequenzunabhängig und wird mit dem Übersetzungsverhältnis in den Sprechkopfkreis transformiert. Die Anhebung der Höhen beginnt ab etwa 1 bis 2 kHz durch den mit nur 10 nF überbrückten Katodenwiderstand. Eine Regelung der Sprechstromüberhöhung ist mit dem Potentiometer P möglich, für das eine höher belastbare Drahtausführung geeignet ist. Die Katode der hier verwendeten EF 80 liegt dabei auf etwa 60 bis 70 V. Die Schirmgitterabblockung geht an das obere Ende des nur teilweise überbrückten Katodenwiderstandes. Bei Verwendung eines niederohmigen Sprechkopfes von 7 mH liegt das Übersetzungsverhältnis des Transformators bei etwa 5 : 1. Für einen M-42-Kern (ohne Luftspalt) gelten folgende Daten:

primär: 1500 Windungen, 0,15 mm CuL;
sekundär: 300 Windungen, 0,4 mm CuL.

Bei hochohmigem Sprechkopf ist das Übersetzungsverhältnis entsprechend der Kopfinduktivität zu ändern und liegt bei 2 : 1 bis 1 : 1. Der Eingangsspannungsbedarf der vorliegenden Schaltung für einen Sprechstrom von 2 bis 3 mA bei 1000 Hz (Vollaussteuerung) beträgt 3 bis 4 V, so daß die erforderliche Empfindlichkeit mit einer Vorstufe erzielt wird. Das Einkoppeln der HF-Vormagnetisierung in den Sprechkopfkreis geschieht in bekannter Weise durch den Kondensator C_2. Der auf die Vormagnetisierungsfrequenz abgestimmte Resonanzkreis L_1, C_1 verhindert das Abfließen der HF über den Trafo. Der ohmsche Widerstand der Spule L_1 soll unter 2 Ω liegen, da andernfalls ein Absinken des Sprechstromes in den Tiefen stattfindet. Das Ausmessen des Aufsprechfrequenzganges kann durch Einschalten eines Widerstandes von 1 bis 2 Ω in die masseseitige Zuleitung des Kopfes erfolgen[1]). Die Spule L_1 soll während der Messung kurzgeschlossen werden, damit der ohmsche Widerstand des Sprechkopfkreises annähernd gleich bleibt. Die am Meßwiderstand abfallende Spannung beträgt nur wenige Millivolt, so daß ein empfindliches Röhrenvoltmeter benötigt wird.

Die Schaltung eines dreistufigen Aufsprechverstärkers ist aus Bild 12 zu ersehen. In der Endstufe findet eine Triode Verwendung, deren Innenwiderstand durch Stromgegenkopplung vergrößert wird. Der Anodenwechselstrom ist daher vom Außenwiderstand nahezu unabhängig, also frequenzkonstant und wird mit dem Übersetzungsverhältnis in den Sprechkopfkreis transformiert. Für die Bemessung des Übertragers gilt das bereits vorher Gesagte. Der Gitterwechselspannungsbedarf für Vollaussteuerung des Bandes liegt bei etwa 500 mV.

Die Höhenanhebung wird in der zweiten Stufe durch Spannungsgegenkopplung vorgenommen. Die Ableitung des Gegenkopplungszweiges wird aus einem bedämpften Serienresonanzkreis L_1, C_2 gebildet, dessen Eigenfrequenz etwas oberhalb des Übertragungsbereiches (hier etwa 18 kHz) liegt. Durch den Regler P_1 kann die Sprechstromüberhöhung eingestellt werden, während mit dem Potentiometer P_2 die Dämpfung des Resonanzkreises und damit die Steilheit der Höhenanhebung regelbar ist. Wegen der Spannungsgegenkopplung ist eine konstante Gitterimpedanz erforderlich, so daß sich diese Stufe weniger als Eingangsstufe eignet. Aus diesem Grund wurde eine weitere Röhre vorgeschaltet. Mit dem Verstärkungsfaktor der zweiten Stufe liegt der Eingangsspannungsbedarf bereits bei ungefähr 200 mV, so daß die im Eingang verwendete EF 86 als Triode geschaltet werden kann. Die Eingangsempfindlichkeit des Aufsprechverstärkers erhöht sich damit auf etwa 10 mV und wird in den meisten Fällen ausreichen. Ein gewünschtes Absenken der Verstärkung kann durch zusätzliche Gegenkopplung in der ersten Stufe (Abschalten von C_1) oder durch erhöhte Gegenkopplung in der Endstufe (Vergrößern von R_1) erreicht werden.

Die Bemessung der Gegenkopplung erfolgte so, daß die Schaltung nach Bild 12 für die beiden Bandgeschwindigkeiten 19 und 38 cm/s brauchbar ist. Beim Verwenden eines Gerätes mit zwei Laufgeschwindigkeiten ist es zweckmäßig, den Regler P_1 (Bild 12) mit den an dessen Schleifer liegenden Schaltelementen C_2 und P_2 umzuschalten, so daß die genannten Teile in doppelter Ausführung eingebaut werden müssen.

Der in Heimtongeräten mit kombiniertem Sprech-Hörkopf oftmals anzutreffende Aufsprechkanal ist im Bild 13 dargestellt. Bis auf den Gegenkopplungszweig entspricht die Schaltung dem im Bild 9 (siehe Teil 1) beschriebenen Wiedergabeverstärker. Die Gegenkopplung ist im vorliegenden Fall geringer; die Anhebung hoher Frequenzen wird durch die Kondensatoren C_1 und C_2 bewirkt, wobei letzterer regelbar ist. Der Sprechkopf wird über den Widerstand R_1 an den RC-Ausgang geschaltet. Dieser Widerstand ist nötig, um eine Linearisierung des Sprechstromes

[1]) Vgl. „Einstellen von Tonbandgeräten ohne Bezugstonband", RADIO UND FERNSEHEN Nr. 24 (1957) Bild 8

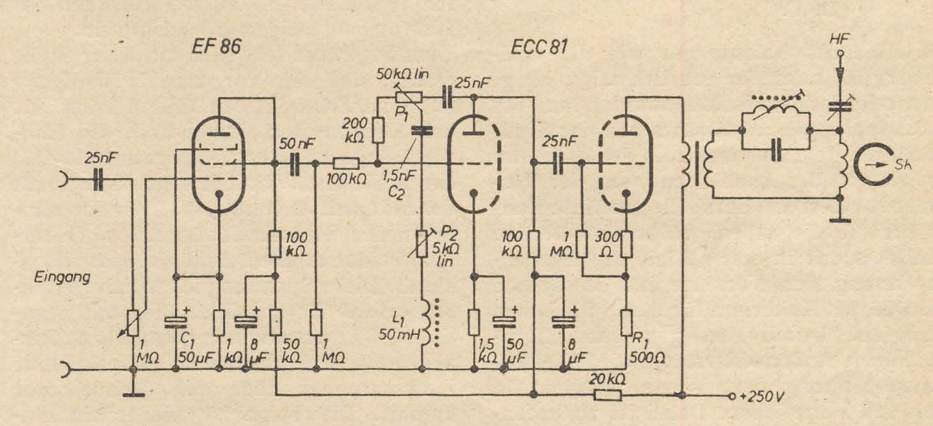


Bild 12: Aufsprechverstärker mit Spannungsgegenkopplung

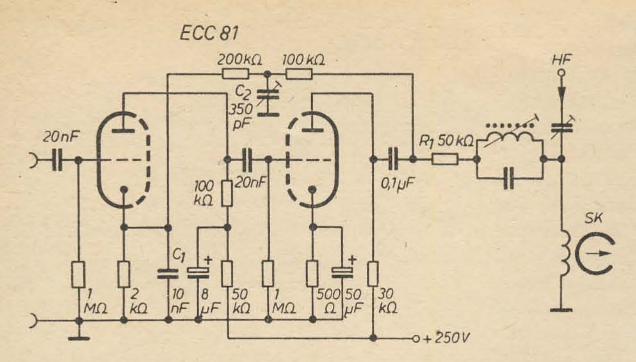


Bild 13: Aufsprechverstärker mit RC-Ankopplung des Sprechkopfes

zu erreichen. Der Sperrkreis für die Vormagnetisierungsfrequenz kann eventuell entfallen, da der Widerstand R_1 ohnedies ein Kurzschließen der HF verhindert. Da die Induktivität des Sprechkopfes einem Stromanstieg in den Höhen entgegenwirkt, sollen nur Kopfinduktivitäten unter 200 mH verwendet werden. Bei Benutzung eines kombinierten Sprech-Hörkopfes mit höherer Induktivität wird deshalb bei Aufnahme nur eine Wicklungshälfte (ein Viertel der Induktivität) angeschaltet. Der Strombedarf ist bei den einzelnen Kopfkonstruktionen unterschiedlich, kann jedoch mit bis 0,4 mA angenommen werden. Dieser Wert wird bei einer Eingangsspannung von etwa 200 mV erreicht. Durch Vorschalten einer weiteren Stufe wird der Eingangsspannungsbedarf weiter herabgesetzt. Das Regeln der Verstärkung sollte dabei zwischen der ersten und zweiten Stufe geschehen. Mit den angegebenen Schaltelementen kann bei der Bandgeschwindigkeit 19 cm/s und beim Verwenden von CH-Band ein Aufsprechfrequenzgang von 30 bis 13000 Hz mit 2 dB Abfall an der oberen Frequenzgrenze erzielt werden.

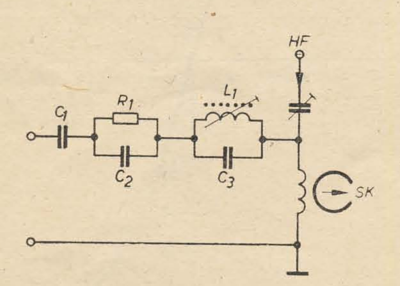


Bild 14: Aufsprechteil zum Anschluß an einen Verstärkerausgang

Zum Ausmessen des Aufsprechfrequenzganges wird der Widerstand R_1 zweckmäßigerweise in die masseseitige Zuleitung des Kopfes gelegt; die an ihm abfallende Spannung muß mit einem hochohmigen Röhrenvoltmeter gemessen werden.

Aufsprechteil ohne eigenen Verstärker

In einfacheren Tonbandgeräten ohne eigenen Aufsprechverstärker wird die Endstufe des Rundfunkempfängers zur Aufnahme verwendet. Bild 14 zeigt den Aufsprechkanal für diesen Fall. Der Kondensator C_1 (0,2 bis 0,5 μF) sperrt die Gleichspannung ab, wobei jedoch zu beachten ist, daß der Sprechkopf nicht durch den auftretenden Ladestromstoß magnetisiert wird. Der Kopf soll aus diesem Grund erst nach der Aufladung von C_1 angeschaltet werden. Die Höhenanhebung des Sprechstromes erfolgt durch Reihenresonanz des Kondensators C_2 mit der Kopfinduktivität. C_2 wird dabei so bemessen, daß diese Resonanz etwas über der oberen Grenzfrequenz liegt. Der mit C_2 parallelgeschaltete Widerstand R_1 bewirkt eine Linearisierung des Sprechstromes unterhalb der Resonanz; er bedämpft die Resonanzüberhöhung und damit die Steilheit des Höhenanstieges. Der Wert von R_1 liegt allgemein zwischen 30 und 100 kΩ; die Verwendung eines Potentiometers erleichtert die Einstellung. Bei Kopfinduktivitäten über 300 mH ist nur eine Wicklungshälfte zum Aufsprechen zu verwenden, da sich andernfalls ein zu geringer Wert des Kondensators C_2 ergeben würde. Das Einspeisen der Vormagnetisierung in den Sprechkopf und das Absperren der HF durch den Parallelkreis L_1, C_3 geschieht in üblicher Weise. Der Eingangsspannungsbedarf liegt je nach dem Wert von R_1 und der Kopfeigenschaft zwischen 30 und 70 V.

HF-Generator

Vormagnetisierungs- und Löschstrom werden der Einfachheit halber vom selben Generator erzeugt, obgleich die Verwendung zweier Oszillatoren eine günstigere Lösung darstellen würde. Wegen der verhältnismäßig hohen HF-Verluste des Löschkopfes üblicher Bauart wird zum einwandfreien Löschen eine Leistung von einigen Watt benötigt. Aus diesem Grund, und um den Klirrfaktor des HF-Stromes gering zu halten, ist der Generator mit einer leistungsfähigen Endröhre zu bestücken. Die erforderliche Leistung des Oszillators läßt sich aus dem Verlustwiderstand R_v des Kopfes und dem notwendigen Löschstrom errechnen.

Bild 15 zeigt die Schaltung eines HF-Generators mit der EL 84, der den meisten Anforderungen genügen wird. Der Oszillator arbeitet in Meißnerschaltung. Katoden- und Schirmgitterwiderstand sind nicht abgeblockt, wodurch eine leichte Gegenkopplung erzielt wird (Linearisierung der Arbeitskennlinie). Der HF-Transformator verfügt über drei Wicklungen (a, b und c); für ihn sollte ein etwas größerer Kern aus HF-Eisen oder besser aus Manifer verwendet werden. Die

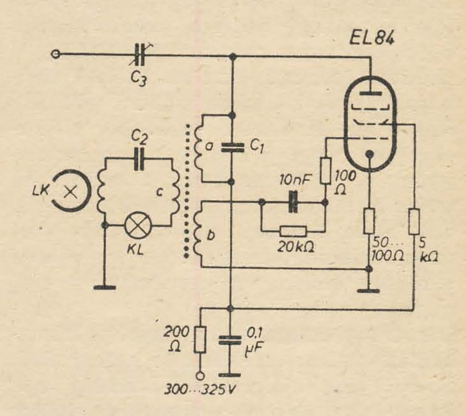


Bild 15: Schaltung eines Lösch- und Vormagnetisierungsgenerators

Induktivität der Wicklung a bestimmt zusammen mit dem Kondensator C_1 die Eigenfrequenz, die bei etwa 60 kHz liegen sollte. Die Windungszahl richtet sich nach dem Kern und wird meist zwischen 150 und 200 Windungen liegen, bei einer Parallelkapazität C_1 von 1500 bis 3000 pF. Die Rückkopplungswicklung b hat demgegenüber $^1/_8$ bis $^1/_{10}$ der Windungszahl. Das Anpassen des Löschkopfes erfolgt durch die dritte Wicklung c, die zusammen mit der Kopfinduktivität und dem Kondensator C_2 Stromresonanz ergibt. Das Anpassungsverhältnis (a zu c) läßt sich aus dem Reihenverlustwiderstand R_v

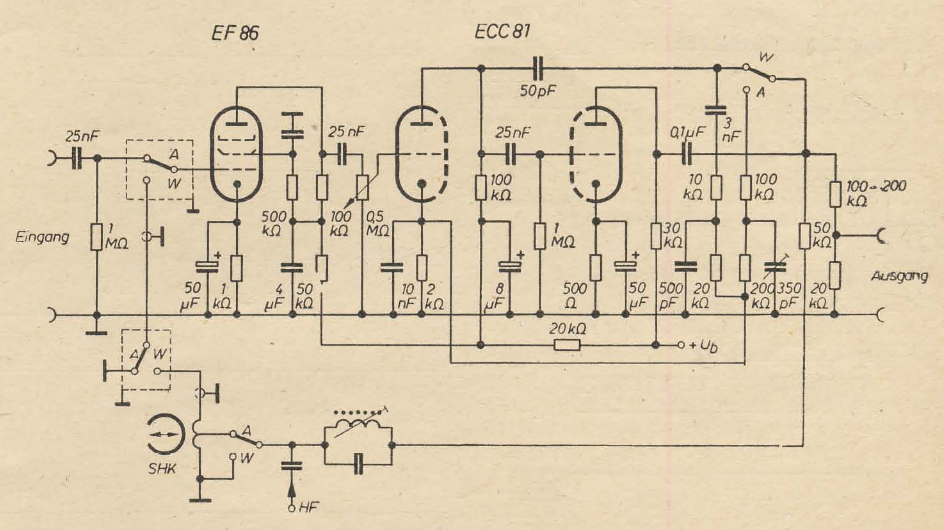


Bild 16: Kombinierter Aufsprech-Wiedergabeverstärker

des Löschkopfes bei der verwendeten Frequenz bestimmen. Dieses Übersetzungsverhältnis beträgt beim niederohmigen Ringkopf von 2 mH, je nach der Frequenz, etwa 4 : 1 bis 3 : 1. Bei andersartigen Kopfausführungen ist der genannte Verlustwiderstand R_v zu ermitteln [2] und an den günstigsten Außenwiderstand der Röhre anzupassen. Der Verlustwiderstand kann in bekannter Weise auch rechnerisch bestimmt werden, wenn der Gütefaktor Q des Kopfes bekannt ist:

$$R_v = \frac{\omega L}{Q},$$

dabei bedeuten:

L = Induktivität des Löschkopfes
$\omega = 2\pi f$; f = Löschfrequenz.

Die Güte von Ringköpfen mit lamelliertem Kern liegt bei den gebräuchlichen Löschfrequenzen zwischen 2 und 2,5.
Die im Löschkreis eingeschaltete Serienkapazität C_2 ist so zu wählen, daß der Strom ein Maximum wird. Bei niederohmigem Kopf (2 mH) wird ein Löschstrom von 130 bis 140 mA erzielt. Zu seiner Kontrolle kann eine Glühlampe KL von etwa 150 mA dienen. Der Vormagnetisierungsstrom für den Sprechkopf wird, wie üblich, von der Anode über C_3 abgenommen.
Bei Verwendung eines Manifer-Löschkopfes, dessen HF-Verluste gering sind, genügt eine kleinere HF-Leistung und damit eine leistungsschwächere Röhre (z. B. EF 80). Ferritköpfe können auch direkt als Schwingkreisinduktivität verwendet werden, wobei der Oszillator in Colpitts-Schaltung arbeitet [3].

Kombinierter Aufsprech-Wiedergabeverstärker

Eine Kombination von Aufsprech- und Wiedergabeverstärker ist vor allem bei Heimtongeräten zu finden. Die Schaltungen verwenden fast ausschließlich drei Stufen, die mit einer klingarmen Pentode und einer Doppeltriode bestückt sind. Die im Bild 9 und Bild 13 dargestellten Schaltungen für Wiedergabe- und Aufsprechverstärker lassen sich leicht zusammenfassen, wobei der Gegenkopplungszweig und der Kopf umzuschalten sind. Die erforderliche dritte Stufe liegt dabei im Eingang. Dies hat den Vorteil, daß sich erstens der umzuschaltende Gegenkopplungskanal am Verstärkerausgang und damit an einer wenig störanfälligen Stelle befindet. Zweitens kann die dem Hörkopf nachgeschaltete erste Stufe bei Aufnahme zur Vorverstärkung dienen. Die Verstärkungsregelung wird dabei nach der Eingangsstufe vorgenommen. Bild 16 zeigt die Schaltung. Zum Umschalten der Gegenkopplung wird ein einpoliger Umschalter benötigt. Der jeweils außer Betrieb gesetzte Gegenkopplungszweig verbleibt dabei einseitig an der Katode der zweiten Stufe; eine Beeinflussung des anderen Kanals findet dadurch nicht statt. Zum Umschalten des Kopfes und des Verstärkereinganges werden drei weitere Schalter gebraucht. Zum Aufsprechen wird nur eine Hälfte der Kopfwicklung verwendet. Der Anschluß höherer Eingangsspannungen bei Aufnahme kann entweder unter Umgehen der ersten Stufe, oder durch Spannungsteilung im Eingang erfolgen. Da die Ausgangsspannung bei Wiedergabe in der Größenordnung von 10 V liegt, ist es ratsam, im Ausgang einen Spannungsteiler zu verwenden.
Die Schaltung kann durch Kombination des Löschgenerators mit einer Lautsprecher-Endstufe vervollständigt werden, jedoch wird von dieser Möglichkeit selbst in industriellen Geräten kaum Gebrauch gemacht.

Literatur

[2] W. Görner: Messung der HF-Verluste von Tonköpfen, Funktechnik Nr. 15 (1953) S. 462.

[3] Ein leistungsfähiger Tonbandkopfsatz, Funktechnik Nr. 18 (1955) S. 539.

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von HANS SUTANER

Lösung zu Aufgabe 13:

a) Setzen wir $R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = \mathfrak{Z}_1$ und $\frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}$

$$= \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} = \mathfrak{Z}_2,$$

dann ist nach der Spannungsteilerregel

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2} = \frac{1}{1 + \frac{\mathfrak{Z}_1}{\mathfrak{Z}_2}}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)\left(1 + j\omega R_2 C_2\right)}{R_2}}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega R_1 R_2 C_2 + \frac{R_2 C_2}{C_1}}{R_2}}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)}.$$

Da $R_1 = R_2 = R$ und $C_1 = C_2 = C$, ist

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}. \quad (1)$$

Bei der Resonanzfrequenz $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ verschwindet der im Nenner auftretende Imaginärteil; denn es wird

$$\omega RC - \frac{1}{\omega RC} = 0.$$

Setzen wir ω_0 in die letzte Formel ein, so erhalten wir die Verstimmung

$$\nu = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}$$

und hiernach vereinfacht sich die Gleichung (1) zu

$$\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1} = \frac{1}{3 + j\nu}. \quad (2)$$

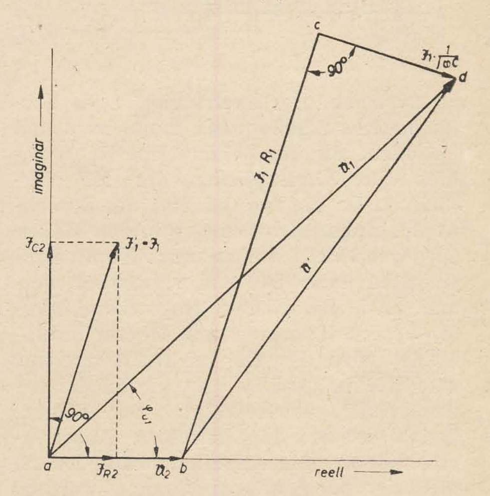


Bild 1: Zeigerdiagramm zur Lösung b

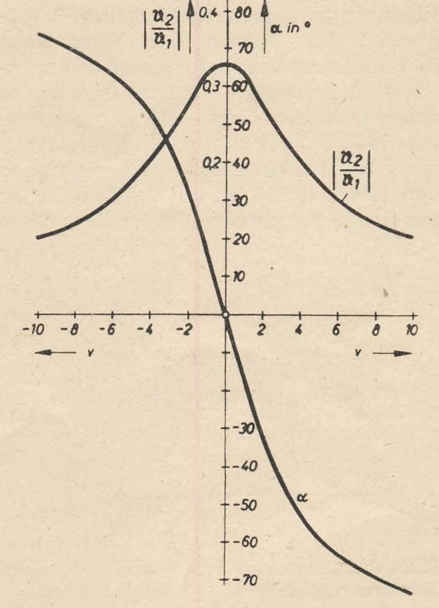


Bild 2: Amplituden- und Phasengang der Schaltung (Lösung zu c)

In exponentialer Schreibweise lautet diese komplexe Gleichung:

$$\left|\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1}\right| \cdot e^{j(\varphi_{u2} - \varphi_{u1})} = \frac{1}{\sqrt{9 + \nu^2}} \cdot e^{-j \arctan\frac{\nu}{3}}, \quad (3)$$

wenn man $\varphi_{u2} = 0$ annimmt.

ν	0	± 1	± 2	± 3	± 4	± 6	± 8	± 10
$\left\|\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1}\right\|$	0,3333	0,3163	0,2773	0,2357	0,2	0,1491	0,1172	0,958
tan ν/3	0	0,333	0,667	1	1,333	2	2,667	3,333
a	0	± 18° 25′	± 33° 41′	± 45°	± 53° 3′	± 63° 29′	± 69° 27′	± 73° 18′

Das hiernach angefertigte Schaubild zeigt Bild 2.

Hieraus folgt für

$$\mathfrak{U}_2 = \frac{\mathfrak{U}_1}{\sqrt{9+\nu^2}} \cdot e^{-j \operatorname{arc} \tan \frac{\nu}{3}}.$$

Nun ist zunächst noch die Verstimmung ν zu berechnen. Sie wird gleich Null, wenn $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ in Phase sind. Phasengleichheit ergibt sich bei der Frequenz

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 10^6\,\Omega \cdot 500 \cdot 10^{-12}\,\mathrm{s}/\Omega} = 318\ \mathrm{Hz}.$$

Für 1000 Hz wird

$$\nu = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} = \frac{1000}{318} - \frac{318}{1000} = 3{,}14 - 0{,}318 = 2{,}822,$$

$$\mathfrak{U}_2 = \frac{1}{\sqrt{9+2{,}822^2}} \cdot e^{-j \operatorname{arc} \tan \frac{2{,}822}{3}}\ \mathrm{V}$$

$$= 0{,}243 \cdot e^{-j \operatorname{arc} \tan 0{,}941}\ \mathrm{V}$$

$$= 0{,}243 \cdot e^{-j\,43^\circ\,15'}\ \mathrm{V}$$

b) Zwischen den drei Teilspannungen besteht die Beziehung $\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{U}' + \mathfrak{U}_2$. Da der Ausgang unbelastet ist, wird $\mathfrak{I}_1 = \mathfrak{I}'_1$. Als Maßstab für das Diagramm wählen wir für Spannungen 1 V=200 mm. Die Spannung $\mathfrak{U}_2$=0,243 V wird als Bezugsgröße angenommen, also $\mathfrak{U}_2$ = 48,6 mm in die reelle Achse gezeichnet (Bild 1). In die gleiche Achse fällt der Stromzeiger $\mathfrak{I}_{R2} = \frac{|\mathfrak{U}_2|}{R_2}$ $= \frac{0{,}243\ \mathrm{V}}{10^6\,\Omega} = 243 \cdot 10^{-9}$ A (Maßstab 10 nA = 1 mm) = 24,3 mm. Für den Stromzeiger $\mathfrak{I}_{C2}$

$$= \frac{|\mathfrak{U}_2|}{\frac{1}{j\omega C_2}} = 0{,}243\ \mathrm{V} \cdot 6280\ \mathrm{s}^{-1} \cdot 500 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{s}/\Omega$$

$= 763 \cdot 10^{-9}$ V/Ω = 763 nA erhalten wir eine Länge von 76,3 mm. Der Zeiger ist um 90° voreilend im Punkt a zu errichten. Die vektorielle Summe der beiden Teilströme ergibt den Gesamtstrom $\mathfrak{I}'_1 = \mathfrak{I}_{R2} + \mathfrak{I}_{C2}$ = 80,3 mm (im Zeigerdiagramm durch Messen ermitteln) ≙ 803 nA. Da $\mathfrak{I}_2 = 0$, fließt $\mathfrak{I}'_1$ auch durch R_1 und C_1, also ist $\mathfrak{I}'_1 = \mathfrak{I}_1$. Die an R_1 abfallende Spannung, $\mathfrak{I}_1 R_1 = 803 \cdot 10^{-9}\ \mathrm{A} \cdot 10^6\,\Omega = 0{,}803$ V ≙ 160,6 mm, hat demnach gleiche Richtung wie $\mathfrak{I}'_1$ und ist in der Zeigerspitze (Punkt b) von $\mathfrak{U}_2$ parallel zu $\mathfrak{I}'_1$ nach oben anzutragen. Der an C_1 entstehende Spannungsabfall,

$$\mathfrak{I}_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_1} = \frac{803 \cdot 10^{-9}\ \mathrm{A}}{6280\ \mathrm{s}^{-1} \cdot 500 \cdot 10^{-12}\ \mathrm{s}/\Omega} = 0{,}256\ \mathrm{V}$$
$$\mathrel{\widehat{=}} 51{,}2\ \mathrm{mm},$$

wird um 90° nacheilend in der Zeigerspitze (Punkt c) von $\mathfrak{I}_1 R_1$ errichtet. $\overline{ad}$ = 200 mm ≙ 1 V stellt die Eingangsspannung $\mathfrak{U}_1$ dar. Als Phasenwinkel φ_{u1} ergeben sich durch Messen mit einem Winkelmesser ≈ 43° 15'. Der Phasenwinkel ist hier voreilend; denn wir haben ja $\mathfrak{U}_2$ als reell angenommen. Die gemessenen Ergebnisse für $\mathfrak{U}_1$ und φ_{u1} beweisen gleichzeitig, daß die Lösung richtig ist.

c) Um den Amplituden- und Phasengang der Schaltung in einem Koordinatensystem anschaulich darstellen zu können, müssen wir zunächst eine kleine Tabelle für verschiedene korrespondierende Werte von ν, $\left|\frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_1}\right|$ und α aufstellen (siehe S. 62).

Literaturkritik und Bibliographie

Herausgeber: Curt Rint

Lexikon der Hochfrequenz-, Nachrichten- und Elektrotechnik

Band I

Verlag Technik, Berlin, und Porta Verlag KG, München

840 Seiten, zahlr. Bilder, DIN C 6, Ganzlederin 26,50 DM

Unter Leitung des in Fachkreisen bekannten Publizisten Curt Rint erschien soeben als Gemeinschaftsarbeit eines gesamtdeutschen Gremiums von Fachleuten der erste Band eines Lexikons der Hochfrequenz-, Nachrichten- und Elektrotechnik.

Dieser Band enthält auf 827 Seiten die wesentlichen technischen Begriffe dieser Fachgebiete mit den Anfangsbuchstaben A bis D. Jeder Begriff ist in deutscher Sprache erläutert oder definiert und in russischer, englischer und französischer Sprache wiedergegeben.

Die Herausgabe eines derartigen Lexikons kann nur begrüßt werden, da eine ähnliche moderne Veröffentlichung auf dem Büchermarkt schon lange gefehlt hat. Das vorliegende Nachschlagewerk soll dem Studierenden sowie dem Techniker und Ingenieur der Praxis einen zuverlässigen Wegweiser durch die Vielzahl der technischen Begriffe bieten.

Geringe Unebenheiten, die der vorliegenden ersten Ausgabe noch anhaften und über die am Schluß dieser Rezension noch kurz etwas gesagt wird, schmälern den Wert des Lexikons in keiner Weise, zumal sich der Herausgeber angesichts der Fülle des Stoffes von vornherein darüber im klaren war, daß die erste Ausgabe noch manchen Wunsch offen lassen muß.

Das Lexikon zeichnet sich insbesondere dadurch aus, daß es sich nicht nur in der Wiedergabe von Definitionen und Erläuterungen althergebrachter Begriffe erschöpft, sondern insbesondere auch moderne Fachbegriffe aufführt. Die sehr häufig angegebenen Literaturhinweise, die sich im allgemeinen nur auf moderne Literatur beziehen, sind als besonders wertvoll zu bezeichnen.

Für die Aufnahme einiger Begriffe, wie z. B. Backherd (B 17), Brille (B 851), Anlauffarben (A 784), Cavalierisches Prinzip (C 61), in ein Lexikon der HF-, Nachrichten- und Elektrotechnik hat man allerdings wenig Verständnis. Ebenso hätte man sich manche Erläuterungen, wie beispielsweise zu den Begriffen a-, b- und d-Ader, ein wenig gründlicher gewünscht. Die Organisationsübersichten des CCIF und CCIT sowie des Internationalen Fernmeldevereins auf den Seiten 594, 597 und 595 sind veraltet. Seit Ende 1956 besteht bekanntlich für diese Institutionen eine völlig neuartige Struktur.

Schließlich sollte man sich überlegen, ob es zweckmäßig ist, einen deutschen Begriff im Englischen, Französischen oder Russischen auch nur immer durch eine Übersetzung wiederzugeben. In manchen Fällen ist daher bei dem Versuch, kurz und prägnant zu übersetzen, ein wenig danebengeschossen worden.

Die oben erwähnten Unebenheiten, die in zukünftigen Auflagen ohne Zweifel ausgemerzt werden können, verringern — wie bereits eingangs festgestellt — den Wert des Lexikons, dem eine große Verbreitung nicht nur in Gesamtdeutschland, sondern auch im Ausland gesichert sein dürfte, in keiner Weise. *Goedecke*

Dr.-Ing. F. Bergtold

Die Große Rundfunk-Fibel

Jakob Schneider Verlag, Berlin

10. verbesserte und erweiterte Auflage

408 Seiten, 348 Bilder, kart. 13,50 DM, Ganzleinen 15,50 DM

Die in Fachkreisen seit etwa 20 Jahren bekannte Rundfunkfibel ist nunmehr in der 10. Auflage erschienen. Mit dieser Tatsache wird ihre Beliebtheit bei breitesten Leserkreisen des In- und Auslandes besonders herausgestellt.

Bergtold geht keinen Schwierigkeiten aus dem Wege, wenn es gilt, auch abstrakte oder verwickelte Begriffe darzustellen. Mit klaren Worten und zwingender Logik wird allen technischen Problemen zu Leibe gerückt. Der Verfasser doziert nicht und schulmeistert nicht; er spricht auch nicht akademisch, er erzählt vielmehr beinahe zwanglos aber so tiefgründig, daß die Dinge vom Leser erfaßt werden müssen. Bergtold ist kein Neuling auf diesem Gebiet. In zahlreichen Veröffentlichungen verschiedener Fachzeitschriften und in wenigstens einem halben Dutzend weiterer artverwandter Bücher hat er schon in den zurückliegenden 25 Jahren vielen der heute alten und erfahrenen Praktiker eine gute Grundlage funktechnischen Rüstzeuges vermittelt. Hinzu kommt noch eine umfangreiche Lehrtätigkeit, so daß der Verfasser wie kaum ein anderer weiß, wo dem Lernenden Denkschwierigkeiten erwachsen. Einfache Sprache sowie einfache Darstellung und dennoch wissenschaftliche Gründlichkeit sind immer wieder die Eckpfeiler aller Bergtoldschen Veröffentlichungen.

Wenn man die vorliegende 10. Auflage mit beispielsweise der 3. Auflage vom Jahre 1939 vergleicht, so finden sich einige bemerkenswerte Tatsachen. Unsere Rundfunktechnik hat sich seit jener Zeit in einem Ausmaß weiterentwickelt wie wohl kaum eine andere Technik. Diese gewaltige Ausweitung hat in dem neuen Buch ihren Niederschlag gefunden. Viele von den alten Grundbegriffen konnten allerdings bei der dem Verfasser eigenen Gründlichkeit nicht fortfallen. Dafür hat der neue Buchinhalt um weit mehr als 100 Seiten zugenommen, die mit der gleichen Sorgfalt bearbeitet wurden. Es seien einige der neueren Begriffe wahllos herausgegriffen: Äquivalenter Rauschwiderstand, De-Emphasis, 3-D-Klang, Gitterbasisschaltung, Motorabstimmung, Ringdipol, Ratiodetektor usw. Wie z. B. auch die wichtigsten Begriffe um den Transistor bei der heute oft beängstigenden, den Anfänger mehr verwirrenden Fülle an Literatur in der neuen Fibel verständlich gemacht werden, ist wieder einmal rein Bergtoldsche Prägung. Das Buch hat locker eingestreut einen kleinen mathematischen Anstrich mehr erhalten als früher. Jedoch ist dabei in allen Fällen mit den elementarsten Rechenkenntnissen auszukommen. Weiter werden die häufig gefürchteten vektoriellen Darstellungen dem Leser schmackhaft gemacht. Zahlreiche Abbildungen, Skizzen, Kurven, Schaltbilder und Diagramme sowie ein ausführliches Stichwortverzeichnis bilden beim Lesen eine wertvolle Hilfe. In drucktechnischer Hinsicht gefällt die Neuauflage ebenfalls sehr gut, wenn man von einigen kleinen, belanglosen Druckfehlern absieht.

Wer das Buch gründlich durcharbeitet, wird über das leider mitunter nur formale Wissen hinaus viel tiefer in die Geheimnisse der Rundfunktechnik eindringen. Nicht nur Anfänger, Lehrlinge und der funktechnische Nachwuchs werden das Buch mit großem Nutzen verwenden, sondern auch der Lehrer wird gern mancherlei Anregung für seine eigene Lehrmethodik daraus entnehmen. Die Fibel kann außerdem jedem Interessenten bestens empfohlen werden; er wird beim Lesen seine helle Freude daran haben und feststellen, daß in dem Buch weit mehr steckt, als man bei dem bewußt einfach gehaltenen Titel zunächst erwarten möchte. *Richter*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Fritz Kühne

Schliche und Kniffe für Radiopraktiker Teil 2

Band 88 der Radio-Praktiker-Bücherei

Franzis-Verlag, München

64 Seiten, 57 Bilder, 1,40 DM

Der Autor hat es sich zur Aufgabe gemacht, Erfahrungen, die in Labor und Werkstatt gesammelt wurden, in einem Bändchen zusammenzufassen und damit einem größeren Interessentenkreis zugänglich zu machen. Er geht dabei nicht nur auf die Schaltungstechnik ein, sondern bringt auch Vorschläge für Hilfseinrichtungen, Werkzeuge, Einzelteile und die gesamte Arbeitspraxis.

Dieser Band ist der zweite Teil der Sammlung „Schliche und Kniffe für Radiopraktiker" und berücksichtigt neben der Rundfunk- und Fernsehtechnik auch den Amateurfunk und die Elektroakustik.

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

Neuerscheinung

Lange, Heinz, Ing., *Empfänger-Schaltungen der Radio-Industrie*, Band XI: Krischker, Minerva, Radione, Siemens-Austria, Zehetner, Zerdik. 322 Seiten, DIN A 5, Halbleinen 9,80 DM. Fachbuchverlag Leipzig

Fernsehen in Finnland

Das Fernsehen in Finnland ist in schnellem Vormarsch begriffen; im Herbst hat das finnische Fernsehen reguläre Programmsendungen aufgenommen. Die alte Rundfunkstation von Helsingfors in Fredriksberg wurde zu einem Fernseh-Studio umgebaut und der von der RCA gebaute Sender mit einer Endleistung von 2,5 kW (10 kW Antennenleistung) befindet sich bis auf weiteres im Stadionturm, soll aber in Kürze nach Fredriksberg verlegt werden, wo ein hoher Antennenmast gebaut wird. Die Kameras und die übrige Studioausrüstung wurden von der Fernseh-GmbH in Deutschland angefertigt. Das Programm wird an drei Abenden in der Woche etwa zwei Stunden je Abend gesendet. Der Rundfunk hat eigene Nachrichtenfilmoperateure (die Veranstaltung am ersten Tag des Länderkampfes „Schweden—Finnland im freien Sport" im Herbst sah man schon am ersten Tag in Helsingfors).

Auch Reklame ist im Programm enthalten, zwar nur am Schluß der Abendsendung und nicht, wie z. B. in den USA und bei ITV in England, wo das Programm hin und wieder von Reklame unterbrochen wird.

Fortschritte gemacht. Die in der R.o.T. Auch die „private" Fernsehaktivität hat Nr. 7/8 (1956) erwähnten Stationen, die im Mai 1953 von der Gesellschaft der Radioingenieure in Betrieb gesetzt wurden, sind nun zur „Stiftung zur Förderung der Technik" übergesiedelt und senden zwei Abende in der Woche. Das Programm besteht zum größten Teil aus Reklame, d. h. aus einem ganzen Reklameprogramm und nicht nur aus kurzen „Anzeigen". Zur Ausrüstung gehören zwei Studiokameras und die kleine Industriekamera, mit der der Betrieb begann. Die Sender sind von Schülern der Technischen Hochschule in Helsingfors „gebastelt". Mit der Zeit beginnt die Bildqualität der Wiedergabequalität des Rundfunks voll ebenbürtig zu sein, ebenso auch die technische Durchführung des Programms.

Auch in Abo beginnen Fernsehsendungen. Diese Station wird vom Abo-Fernsehklub betrieben, der eine Unterorganisation der Abo-Radiogesellschaft ist. Als Vorbild diente die entsprechende Station von Helsingfors. Fast die ganze Ausrüstung wurde von verschiedenen Firmen geschenkt. Sie finanzierten ebenso die Bauarbeiten im Studio, das sich übrigens im selben kleinen Haus befindet, aus dem die erste Radiostation in Abo sendete. Bisher betrug die Sendeleistung nur 20 W, aber in Kürze soll sie auf 100 W erhöht werden. Die Station sendet einmal in der Woche zwei Stunden auf Kanal 5.

Tammerfors, das immer mit Abo im Wettstreit liegt, will auch nicht schlechter sein. Dort ist man dahin gekommen, daß sich ein Tammerfors-Fernsehklub gebildet hat. Die Sender sollen schon im Herbst fertig werden. Der Kanal 10 wurde reserviert, aber wann die Sendungen beginnen können, weiß man bisher noch nicht.

Helsingfors gehört zu den wenigen Städten, in denen man drei verschiedene Programme sehen kann; außer dem Rundfunk und dem TES-Fernsehprogramm (Stiftung zur Förderung der Technik) kann man nämlich das estnische Tallinn (Reval) sehen, das einige Male in der Woche ein Programm in finnischer Sprache bringt. Alle Empfänger, die auf dem Markt sind, haben einen der Reservekanäle für das OIR-System vorbehalten, auf dem Tallinn sendet. In Abo sieht man außer dem Abo-Fernsehklub auch Stockholm-Nacka, jedoch selten mit brauchbarer Qualität.

Aus Radio och Television Nr. 11 (1957)

Mehr als 15000 Hz?

Zu einem Thema, das in Fachkreisen (man möchte sagen: wieder einmal) diskutiert wird, erhielten wir einen Leserbrief, den wir auszugsweise wiedergeben:

In einigen Veröffentlichungen der letzten Zeit tauchte die Meinung auf, daß hochwertige NF-Verstärker zur Erreichung einer möglichst naturgetreuen Wiedergabe einen Frequenzumfang haben müßten, der noch bedeutend über die obere Hörbarkeitsgrenze, also bis etwa 25 kHz reicht (in einer Veröffentlichung wurden sogar 50 kHz gefordert). Man begründet diese Ansicht damit, daß z. B. die Instrumente eines Orchesters in ihren Formanten bis 50 kHz reichen können. Durch Interferenzerscheinungen zwischen diesen unhörbaren Frequenzen entstehen nun Schwebungen, die für das jeweilige Klangbild charakteristisch sind. Um diese im hörbaren Bereich liegenden Differenztöne wiederzugeben, soll es erforderlich sein, daß der NF-Verstärker auch die über dem Hörbereich liegenden, differenztonbildenden Formanten mitüberträgt. Hier scheint jedoch ein gedanklicher Fehler vorzuliegen. Zunächst hat ein NF-Verstärker mit einer extrem hohen Grenzfrequenz (über 20 kHz) wenig praktischen Wert, da sämtliche zur Zeit vorhandene NF-Quellen nicht über 20 kHz abgeben. Ist aber eine Erweiterung des Frequenzumfanges „nach oben hin" überhaupt erforderlich? Die über dem Hörbereich liegenden Formanten der einzelnen Instrumente sind am Aufnahmeort vorhanden, also kommt es bereits dort zur — rein akustischen — Bildung der für das Klangbild charakteristischen Schwebungen und Kombinationstöne. Diese können aber ohne weiteres als selbständige Schwingungen aufgefaßt werden. Da sie im hörbaren Bereich liegen — soweit nicht, sind sie uninteressant — werden sie einwandfrei mitübertragen, wenn der NF-Kanal den gesamten hörbaren Bereich, also etwa 20—16000 Hz einwandfrei überträgt.

Einwandfrei allerdings auch hinsichtlich Dynamik und Phasengang des NF-Kanals. Hier aber bestehen tatsächlich noch ernsthafte, zum Teil im Prinzip schwer zu beseitigende Mängel unserer derzeitigen Übertragungsverfahren.

Es ist interessant, diese Frage einmal mit der sich neuerdings auch für NF-Zwecke einbürgernden Betrachtungsweise des Impulstechnikers zu untersuchen. Hiernach könnte man so argumentieren: Das vom Mikrofon aufgenommene Frequenzgemisch ergibt eine sehr komplizierte, völlig unregelmäßige Kurvenform der zu übertragenden NF-Spannung. Durch Mischung, Überlagerung usw. können zeitweise regelrechte Rechteckimpulse auftreten. Die unverfälschte Übertragung von Rechteckimpulsen erfordert jedoch extreme Bandbreite, andernfalls tritt ein Abrunden („Verschleifen") dieser Impulse und damit eine Verfälschung des Kurvenzuges bzw. des Klangbildes an dieser Stelle ein. Das Ergebnis dieser theoretischen Betrachtung wäre ein NF-Kanal, der kaum noch die Bezeichnung „NF-Kanal" verdiente. Ist aber diese Überlegung richtig?

Nehmen wir an, der als extremes Beispiel gewählte Rechteckimpuls käme unverfälscht an und würde auch unverfälscht von dem schallabstrahlenden Organ wiedergegeben. Das Ohr differenziert aber den Rechteckimpuls, wobei es die über dem Hörbereich liegenden höherfrequenten Anteile dieses Impulses nicht mehr verarbeitet. Wenn nun infolge geringerer Bandbreite des NF-Verstärkers ein Verschleifen des Rechteckimpulses eintritt, dann bedeutet dies lediglich, daß in diesem „verfälschten" Impuls die höheren Frequenzen, die das Ohr ohnehin nicht verarbeitet, nicht mehr enthalten sind, so daß eine Verformung des Rechteckimpulses bis zu einer der oberen Hörgrenze entsprechenden Grenzfrequenz durchaus zulässig ist.

Es erscheint also verfehlt, einen NF-Verstärker als hochwertiger zu bezeichnen, wenn er statt einer oberen Grenzfrequenz von 16—20 kHz eine solche von 30 oder 50 kHz aufweist. Was aber noch zu tun bleibt, und worauf man sich meiner Ansicht nach vorwiegend konzentrieren sollte, wäre die Entwicklung von NF-Verstärkern, die über den ganzen Frequenzbereich einen einigermaßen konstanten Phasengang aufweisen. Unterschiedliche Phasenlaufzeiten zweier verschiedener Frequenzen können nämlich am Ausgang des Verstärkers zu Interferenzerscheinungen und Bildung neuer Kombinationstöne führen, die dann tatsächlich das ursprüngliche Klangbild verfälschen.

Hagen Jakubaschk

SPST – single-pole single-throw (contacts, switch) = einpoliger Ausschalter

SpT – Sperrtaste

sq – square = Quadrat

SR – saturable reactor = Drossel mit Sättigung
– send/receive = Sende-Empfangs- = Duplex-
– short range = geringe Reichweite, Nahbereich
– signal regulation = Fernmeldevorschrift
– slip-ring (motor) = Schleifringankermotor
– slow-release relay = Verzögerungsrelais
– slow running = Langsamlauf, Leerlauf
– sound ranging = Schallortung
– specific resistance = spezifischer Widerstand
– sunrise = Sonnenaufgang

Sr – Strontium, chemisches Element

SRAEN – Système de Référence pour la détermination de l'AEN = Bezugssystem zur Bestimmung der Ersatzdämpfung

SRE – surveillance (search) radar element = Rundsuchradar für Überwachungszwecke

SRG – short range = geringe Reichweite, Nahbereich

SRS – send/receive switch = Sende-Empfangs-Umschalter

SS – single sideband = Einseitenband = SSB
– sky wave synchronisation = Synchronisation mit der indirekten Welle
– substitute standard = Ersatztyp für einen Standardtyp
– sunset = Sonnenuntergang

SSB – single sideband = Einseitenband = SS

SSC, s.s.c. – single-silk covered (wire) = einmal mit Seide umsponnener Draht

SSE – single-silk enameled (wire) = Lackdraht mit einer Lage Seide umsponnen

SSF – super sound frequency = Ultraschallfrequenz

SSG – standard signal generator = Normalmeßgenerator

SSM – Signalsendemodler
– surface-to-surface guided missile = ferngelenkte Rakete

SSSC – single sideband suppressed carrier = Einseitenband mit unterdrücktem Träger

SST – supersonic telegraphy = Ultraschalltelegrafie

SSV – ship-to-surface vessel (radar) = Bordradargerät zur Ortung von Seezielen

SSW – Siemens-Schuckert-Werke
– Sonderschichtwiderstand

ST – single-throw (switch) = Ausschalter
– sound telegraphy = Wechselstromtelegrafie (WT)
– standard time = Normalzeit

St – Stöpsel

st – Stecker

st. – stone (brit. Gewicht = 14 pounds = 6,35 kg)

STANAG – standardization agreement = vereinbarte Normung

STC – sensitivity time control = zeitabhängige Empfindlichkeitsregelung
– Standard Telephones and Cables, Ltd.

std. – standard = Norm, Richtlinie

STDP – single-throw double-pole (switch) = zweipoliger Umschalter

stilb – Maßeinheit für die Leuchtdichte einer Fläche (1 stilb = 1 NK/cm²)

StUe – Stromstoßübertragung

SU – sensation unit = akustische Einheit
– service unit = Versorgungseinheit

subset – subscriber's (telephone) set = Teilnehmerfernsprechapparat

super ph – super phantom (circuit) = Achterleitung

SV – Sendeverstärker

s.v.p. – s'il vous plaît = bitte! (z. B. tournez, s.v.p.! = bitte wenden!)

SVS – supervisory signal = Schlußzeichen

SW – Schichtwiderstand
– short wave = Kurzwelle (KW)
– single weight = Einzelgewicht, Gewicht pro Stück
– specific weight = spezifisches Gewicht
– standing wave = stehende Welle
– Suchwähler
– switch = Schalter
– Systemtrennweiche (bei TF-Systemen)

s.w. – specific weight = spezifisches Gewicht

SWA – single wire armoured = bewehrter Einfachleiter

SWAC – standards western automatic computer = Bezeichnung für eine elektronische Rechenmaschine des NBS

SWBD – switchboard = Schalttafel

SWF(V) – Selbstwählfern(verkehr)

SWG – (imperial) standard wire gauge = (britische) Drahtlehre

SWI – short wave interference = Kurzwellenstörung

SWL – short wave listener = Kurzwellenhörer

SWR – standing-wave ratio = Wellenziffer

sy – square yard = Quadrat-Yard (1 sy = 0,836 m²)

Sz – Schauzeichen

T

T – Periodendauer, Zeit
– Temperatur
– Tera ... = 10^{12}

t – time constant = Zeitkonstante
– time, hour = Zeit, Stunde
– transmitter (microphone) = Mikrofon
– Tonne (Maßeinheit für das Gewicht G): 1 t = 1000 kg

t_m – mittlere Belegungsdauer

Θ – (theta) = magnetische Durchflutung oder MMK

Ta – Tantal, chemisches Element

TAC – Television Advisory Committee = amerikanischer Fernsehberatungsausschuß

Tacan – tactical air navigation = besonderes taktisches Verfahren zur elektronischen Navigation von Flugzeugen (in den USA)

TAN – Technische Arbeitsnorm

tan – tg = Tangens

TAT – tuned/aperiodic/tuned = Schaltung: abgestimmt/aperiodisch/abgestimmt

Tb – terbium = Terbium, chemisches Element

TBS – talk between ships = Schiffsfunksprechen

TC – telephone central office = Fernsprechvermittlungsstelle
– time constant = Zeitkonstante
– toll center = Endfernamt (im Fernwähldienst)
– tone control = Klangregler
– transmitter tuning (units) = Senderabstimmeinrichtung

TCC – Telecommunications Coordinating Committee = (amerikanischer) Fernmelde-Koordinierungsausschuß
– triple cotton covered = dreifach mit Baumwolle umsponnen

TCG – time controlled gain = zeitabhängige Verstärkungsregelung

TCI – terrain clearance indicator = Bordhöhenanzeigegerät

TCR-(tube) – television cathode-ray (Tube) = Fernsehbildröhre

TDF – trunk distribution frame = Fernleitungshauptverteiler

TDM – time division modulation = zeitgeschachtelte Modulation

TDMS – telegraph distortion measurement set = Verzerrungsmeßgerät für Telegrafiesignale

TE – Trägerfrequenzerzeuger
– transverse-electric (waves) = querelektrische (Wellen) = H-Wellen

Te – Tellur, chemisches Element

TEL – telecommunications = Fernmeldewesen
– telephone station = Fernsprechstelle

TELE-COM – telecommunications = Fernmeldewesen

TELE-CON – teletypewriter conference = Fernschreibkonferenzschaltung

TELEG – telegraph = Telegraf, Telegrafiewesen

TELE-RAN – television and radar navigation = Navigationsverfahren mit Fernsehkursanweisung vom Boden aus

TELEX – Telegrafiedienst X (auch: Teleprinter Exchange Service) = Teilnehmerfernschreibdienst (in Europa)

TEM – transverse electromagnetic (waves) = querelektromagnetische (Wellen) = E-Wellen

TER – teleprinter retransmitting system = Lochstreifenvermittlung

TERM, term. – terminal = End-, Anschluß-

TEX – teleprinter exchange service = Teilnehmerfernschreibdienst (in den USA)

TF, Tf – Trägerfrequenz

TFFK – Trägerfrequenzkabel

TFT – Zeitschrift für Telegrafen-, Fernsprech-, Funk- und Fernsehtechnik

TG – telegraph = Telegraf, Telegrafiewesen
– Ton(frequenz)generator
– torque generator = Drehfeldgeber
– tuned grid = abgestimmter Gitterkreis

tg – Tangens

tgh – Hyperbeltangens (= $\mathfrak{T}$g)

tg δ – dielektrischer Verlustfaktor

TH – Technische Hochschule

Th – Thorium, chemisches Element

THT – très haute tension = Höchstspannung (= EHT)

TI – traffic identification (radar) = Radar zur Verkehrsüberwachung
– tuning inductance = Abstimmspule (zur künstlichen Antennenverlängerung)

Ti – Titan, chemisches Element

TIF – telephone influence factor = Fernsprechformfaktor
– telephone interference factor = Rauschfaktor (in der Telefonie)

TK – Temperaturkoeffizient

t/k – tonne/kilomètre = Tonne/km = t/km

Tl – Thallium, chemisches Element

Tln – Teilnehmer

TM – (pulse) time modulation = (Impuls-) Zeitmodulation
– transverse magnetic (waves) = quermagnetische (Wellen)
– tuning meter = Abstimmanzeiger
– twisting moment = Drehmoment

Tm – Thulium, chemisches Element

T.M.G. – Time Mean Greenwich = Mittlere Greenwich-Zeit

TMI – tuning meter indicator = Abstimmanzeiger